Experimentelle Untersuchungen zur Breitbandanpassung von Beschleunigungselektroden bei Teilchenbeschleunigern

INAUGURAL-DISSERTATION

zur

Erlangung der Doktorwürde

der

Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
der Freien Universität Berlin

vorgelegt von

Dieter Möhl

aus Münster

1966

Druck:
ERNST-REUTER-GESELLSCHAFT
der Förderer und Freunde der Freien Universität Berlin e.V.
DISSERTATIONS-DRUCKSTELLE
1 Berlin 33, Garystr. 45

Experimentelle Untersuchungen zur Breitbandanpassung von Beschleunigungselektroden bei Teilchenbeschleunigern

INAUGURAL-DISSERTATION

zur

Erlangung der Doktorwürde

der

Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
der Freien Universität Berlin

vorgelegt von

Dieter Möhl

aus Münster

1. Referent: Professor Dr. H. Lassen
2. Referent: Professor Dr. R. Honerjäger

Tag der mündlichen Prüfung: 15. Juli 1966
Tag der Promotion: 20. OKT. 1966

Inhaltsverzeichnis

Seite

Zusammenfassung

1. Einleitung 1

2. Abriß einer Theorie der Breitbandanpassung 7

2.1 Problemstellung 7
2.2 Zur Arbeitsweise des Verstärkers bei komplexem Außenwiderstand 8
2.2.1 Stromaussteuerung 8
2.2.2 Spannungs- und Leistungsausnutzung 11
2.2.3 Einfluß des Leistungsbedarfs des Vorverstärkers 19
2.3 Einfluß des HF-Programms auf den Leistungsbedarf 21
2.3.1 Momentaner und mittlerer Leistungsbedarf 21
2.3.2 Modellprogramme zur Bestimmung des mittleren Leistungsbedarfs 25
2.4 Berechnung des Leistungsbedarfs bei vorgegebenen Frequenzcharakteristiken des Anpassungsvierpols, Vergleich verschiedener Anpassungsnetzwerke 28
2.5 Diskussion der Ergebnisse der Berechnungen 41

3. Experimentelle Untersuchungen 45

3.1 Meßanordnung und Ziel der experimentellen Untersuchungen 45
3.1.1 Aufbau und Funktion des Modellsystems 45
3.1.2 Aufbau des Modellverstärkers 48
3.1.3 Aufbau und Abgleich der Anpassungsnetzwerke 51
3.1.4 Messung des Leistungsumsatzes, Fehlergrenzen und Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse 53
3.2 Messungen an einem Anpassungssystem mit flachen Charakteristiken 55

Seite

3.2.1 Aufbau und Abgleich des Netzwerkes 55
3.2.2 Leistungsbedarf und Anodenverlustleistung 62
3.2.3 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von der Aussteuerung, "optimales" Amplitudenprogramm für das System mit Rechteckcharakteristik 65
3.2.4 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs vom Stromflußwinkel, optimaler Arbeitspunkt der Endröhre 67
3.2.5 Zusammenstellung und Diskussion der Ergebnisse für das System mit flachen Charakteristiken 69
3.3 Messungen an einem Vierpol mit stark frequenzabhängiger Charakteristik 71
3.3.1 Aufbau der Netzwerke 71
3.3.2 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von der Aussteuerung 73
3.3.3 Frequenzabhängigkeit des Leistungsbedarfs, mittlerer und maximaler Leistungsbedarf 76
3.3.4 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs vom Amplitudenprogramm 78
3.3.5 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs vom Stromflußwinkel 80
3.3.6 Diskussion der Betriebsbedingungen für das System mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken 82
3.4 Vergleich der Systeme mit flachen und stark frequenzabhängigen Charakteristiken 83

4. Modellsystem und HF-System beim Beschleuniger

Anhang 1 Möglichkeiten zur Berechnung des Leistungsbedarfs bei vorgegebenen Frequenzcharakteristiken 92
A 1.1 Wege zur Berechnung der Leistungsbilanz mit Hilfe der BODEschen Integralbeziehungen 92

Seite

A 1.2 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von der Bandbreite und der Kapazität der Beschleunigungselektroden 94

A 1.3 Eine untere Grenze für den Leistungsbedarf bei Rechteckcharakteristik der Übertragungsfunktion A 97

A 1.4 Leistungsbedarf für ein System mit flacher Charakteristik der Eingangsimpedanz Z_{11} und der Übertragungsimpedanz Z_{12} 100

Anhang 2 Wege zur Bestimmung optimaler Frequenzcharakteristiken 102

A 2.1 Optimale Frequenzcharakteristik bei Verwendung eines Anpassungszweipols 102

A 2.2 Bestimmung optimaler Frequenzcharakteristiken für den Anpassungsvierpol 104

Zusammenstellung verwendeter Formelzeichen und Symbole, Erläuterungen zur Schreibweise komplexer und zeitabhängiger Größen 107

Literaturverzeichnis 113

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546527_0024

Zusammenfassung

Bei Teilchenbeschleunigern mit zeitlich konstantem magnetischem Führungsfeld und variierender Umlaufsfrequenz der Teilchen benutzt man breitbandig ausgelegte Hochfrequenzsysteme. Sie ermöglichen es, die Vorteile dieses Beschleunigertyps auszunutzen. Zur Breitbandanpassung wird zwischen den Verstärker und die Beschleunigungselektroden ein Netzwerk aus RLC-Elementen (mit zeitlich konstantem R-, L- und C-Wert), Kabeln und Hohlraumresonatoren geschaltet.

In der vorliegenden Arbeit wird versucht, Möglichkeiten und Grenzen für die Verringerung des Leistungsbedarfs bei Breitbandanpassung aufzuzeigen. Die optimal erreichbaren Leistungsverhältnisse werden unabhängig von einer speziellen Dimensionierung aus vorgegebenen Frequenzcharakteristiken des Netzwerks bestimmt. Damit kann geprüft werden, wieweit ein vorgegebenes Netzwerk mit bekannter Charakteristik "optimal" ist. Zugleich ergibt sich (neben technischen Erfordernissen) ein Kriterium für die Auswahl optimaler Frequenzcharakteristiken.

Netzwerke mit geebneten Charakteristiken, wie sie zum Teil bei existierenden Beschleunigern benutzt werden, erwiesen sich hinsichtlich der Leistungsverhältnisse als nicht optimal. Demgegenüber werden Netzwerke mit den gleichen technisch günstigen Frequenzcharakteristiken angegeben, die in der Leistungsbilanz bis zu einem Faktor 2 günstiger sind, dafür allerdings eine etwas größere Anzahl an Schaltelementen erfordern.

Günstigere Leistungsverhältnisse sind mit Netzwerken mit stark frequenzabhängiger Übertragungscharakteristik zu erreichen, die zum Ausgleich der Welligkeit eine leistungsfähige Amplitudenregelung erfordern. Beim Vergleich verschiedener Netzwerktypen sind die Arbeitsbedingungen des Verstärkers zu berücksichtigen. Erst bei Beachtung des Leistungsinnenwiderstandes der Endröhre zeigen sich die Systeme mit stark frequenzabhängiger Charakteristik bei großer Bandbreite überlegen.

Mit einem Modellsystem, das weitgehend den Verhältnissen eines geplanten 150 MeV FFAG-Elektronensynchrotrons entspricht, werden bei einem Leistungsniveau von rund 5 Watt ein Dreikreis-

system mit 12 db Welligkeit der Übertragungscharakteristik (System I) und ein "optimales" Anpassungssystem mit geebneten Charakteristiken (W < 1 db für Eingangs- und Übertragungsimpedanz (System II)) verglichen und auf ihre Brauchbarkeit beim Beschleuniger geprüft. Die gemessene gesamte Leistungsentnahme des Verstärkers aus dem Stromversorgungsteil liegt umgerechnet auf die Verhältnisse des geplanten Beschleunigers bei 40 - 50 kW für das System I und bei 70 - 90 kW für das System II. Durch die Anpassung der Frequenzcharakteristiken an das HF-Programm des geplanten Beschleunigers scheint gegenüber diesen Leistungswerten eine Verbesserung möglich.

1. Einleitung

Die Bau- und Betriebskosten eines Beschleunigers werden in erheblichem Umfang durch den Leistungsbedarf der Hochfrequenzanlage mitbestimmt. Eine Reihe weiterer Faktoren, so z.B. die Wärmeentwicklung der HF-Anlage, ihr Raumbedarf oder die erforderlichen hohen Anodenspannungen und -Ströme bedingen - abgesehen vom Kostenaufwand - Unbequemlichkeiten und technologische Probleme, die mit dem Leistungsbedarf zunehmen. Daher ist man in jedem Fall geneigt, das HF-System auf möglichst geringen Leistungsbedarf hin zu projektieren.

Bei Kreisbeschleunigern mit konstanter oder nahezu konstanter Umlaufsfrequenz der Teilchen benutzt man fest abestimmte Beschleunigungsresonatoren hoher Güte, die gegenüber nicht abgestimmten HF-Strecken einen um den Gütefaktor geringeren Leistungsbedarf besitzen. Bei Beschleunigern mit variierender Umlaufsfrequenz finden fest abgestimmte Breitbandsysteme oder mitgestimmte HF-Resonatoren Verwendung, deren Eigenfrequenz synchron mit der Umlaufsfrequenz verändert wird.

In der vorliegenden Arbeit wird lediglich das fest abgestimmte Breitbandsystem behandelt. Die Vor- und Nachteile der automatischen Mitstimmung seien nur an dieser Stelle kurz erwähnt.

Zur Mitstimmung der Eigenfrequenz können mechanisch variierte Elemente (z.B. ein rotierender oder schwingender Kondensator oder ein bewegter Kurzschlußschieber) sowie halbelektronisch ("Lautsprecherkondensator") oder elektronisch gesteuerte Elemente (z.B. gesteuerte Ferrite, C-Variationsdioden, ferroelektrische Kondensatoren) benutzt werden.

Mechanisch variierte Steuerelemente haben bei niedrigen Wiederholfrequenzen (Größenordnung 1 - 100 Hz) Bedeutung. Elektronische Steuerelemente können auch bei höheren Modulationsfrequenzen (Größenordnung 100 Hz bis 10 kHz je nach Größe und Variationsbereich der Eigenfrequenz) Verwendung finden, besitzen dafür aber höhere Verlustfaktoren, die zu einer Verminderung der Güte des HF-Kreises führen. Darüber hinaus macht die Steuerleistung oft einen erheblichen Prozentsatz der aufzubringenden Gesamtleistung aus. Die mechanische Steuerung erfordert in manchen Fällen einen komplizierten Servomechnismus.

Neben diesen Nachteilen fallen bei mechanischer Abstimmung der hohe Raumbedarf, bei elektronischer Verstimmung die Empfindlichkeit des Varaktors gegen radioaktive Strahlung und Temperaturerhöhung nachteilig ins Gewicht. Schließlich aber setzt die Trägheit und die relativ geringe Reproduzierbarkeit der Steuerung bei mechanischer wie auch bei elektronischer Mitstimmung der Modulationsgeschwindigkeit eine Grenze. Dadurch wird das Frequenzprogramm, nach dem mit dem Beschleuniger gearbeitet werden kann, eingeengt. Daher ist die Verwendung von fest abgestimmten, breitbandig angepaßten Beschleunigungsstrecken in vielen Fällen zweckmäßig oder unumgänglich.

Zur Breitbandanpassung wird zwischen den Verstärker und die Beschleunigungselektroden ein passiver Vierpol mit konstanten Elementen geschaltet. Bisher sind offenbar nur einfache Anpassungsvierpole benutzt oder untersucht worden; im wesentlichen Netzwerke, bei denen die Resonatorspannung bei konstanter Amplitude des Ausgangsstromes des Verstärkers die Frequenzcharakteristik eines einfachen Schwingkreises, eines Zweikreis- oder eines Dreikreis-Bandfilters erhält.

Durch genügende Bedämpfung läßt sich die Welligkeit dieser Frequenzcharakteristik auf Kosten des Leistungsbedarfs herabsetzen, so daß das System bei Verwendung eines normalen Breitbandverstärkers „linear" arbeitet. Ein derartiges System liefert ohne zusätzliche Hilfsmittel eine Beschleunigungsspannung, die der Eingangsspannung des Verstärkers in der Frequenz gleich und in der Amplitude proportional ist. Dabei besitzt der Proportionalitätsfaktor im gesamten erforderlichen Frequenzband einen bis auf die Welligkeit konstanten Wert.

Bei schwacher Dämpfung ist im allgemeinen zusätzlich eine Amplitudenregelung oder aber ein Verstärker mit speziellem Frequenzgang der Verstärkung erforderlich, um die Frequenzabhängigkeit der Übertragungscharakteristiken des Vierpols zu kompensieren. Spezielle Gegebenheiten beim Beschleuniger, insbesondere die Rückwirkung des Teilchenstrahls auf das HF-System (beam loading) lassen jedoch in vielen Fällen auch beim Breitbandsystem mit flachen Charakteristiken eine Amplitudenregelung wünschenswert erscheinen.

FERGER und SUSINI [1] schalten zwischen Verstärker und Resonator ein $\frac{\lambda}{4}$ -Kabel passenden Wellenwiderstandes oder ein entsprechendes LC-Netzwerk und bedämpfen den Resonator durch Ohmsche Parallelwiderstände. Dadurch erhält die Beschleunigungsspannung bei konstantem Ausgangsstrom des Verstärkers die Frequenzcharakteristik eines gedämpften Zweikreis-Bandfilters.

Die gleich Anordnung wird beim 50 MeV FFAG-Elektronensynchrotron der MURA benutzt [2]. Die Dämpfung ist dabei so bemessen, daß die Frequenzcharakteristik der Beschleunigungsspannung eine Welligkeit von etwa 3 db besitzt. Diese Welligkeit wird durch Vorstufenmodulation des Verstärkers über eine Regelung kompensiert.

In anderen Baustudien der MURA-Gruppe (720 MeV- und 10 GeV FFAG-Protonensynchrotron) [3] , [4] wird ein weitgehend verlustfreies Zweikreis-Bandfiltersystem vorgeschlagen, das geringe Dämpfungswiderstände enthält. Zusätzlich zur Verstärkungsregelung durch Vorstufen- oder Endstufenmodulation ist dabei die Modulierung der Anodenspannung der Endröhre vorgesehen.

A. SUSINI berechnet in einer neueren Arbeit [5] Bandfiltersysteme mit maximal drei Höckern der Übertragungscharakteristik. Er schlägt eine Welligkeit des Eingangsleitwertes von etwa 8 - 15 db (entsprechend etwa 3 - 7 db Welligkeit der Beschleunigungsspannung bei konstantem Ausgangsstrom des Verstärkers) für das Zweikreissystem vor. Zur Bedämpfung sind wiederum parallel zum Resonator geschaltete Widerstände vorgesehen.

Ausgehend von dem nahezu gleichartigen Problem der Breitbandanpassung von Deflektorelektroden berechnet und vergleicht A. FIEBIG [6] gedämpfte und ungedämpfte Bandfilternetzwerke mit maximal drei Höckern der Übertragungscharakteristik. FIEBIG schätzt unter anderem die mittlere Leistung für ein spezielles HF-Programm (konstante Spannung, "Sägezahnform" der Frequenzvariation f(t)) ab und benutzt diese "Referenzleistung" [6] zum Vergleich verschiedener Anpassungssysteme. Auf dieser Basis zeigt sich die Überlegenheit der schwach gedämpften - gegenüber den durch Parallelwiderstände am Resonator stärker bedämpften Bandfiltersystemen.

Daneben berechnet FIEBIG einen "Wellenparameter-Vierpol", bei dem die Dämpfungswiderstände über ein Netzwerk an den Beschleunigungsresonator gekoppelt werden. Dieses System benötigt nach

FIEBIG etwa die gleiche mittlere Referenzleistung wie das verlustfreie Dreikreis-Bandfilter. Im Gegensatz zum Bandfiltersystem mit stark gedämpften Beschleunigungselektroden ([1], [2], [7]) besitzt das nach der Wellenparameter-Theorie entworfene Netzwerk, jedoch keine flache sondern eine mit $\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$ $(x \approx \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_c})$ im Band $\omega_o \pm \Delta\omega_c$ variierende Frequenzcharakteristik. Es erfordert daher im allgemeinen einen Verstärker mit dazu reziproker Verstärkungscharakteristik oder eine entsprechende Amplitudenregelung.

In einer früheren Arbeit des Verfassers [7] wird gezeigt, daß bei unmittelbarer Bedämpfung des Resonators mit einem Bandfiltersystem beliebig hoher Kreiszahl gegenüber dem Zweikreissystem keine wesentlich Verringerung der Dämpfungsleistung erreicht wird, die in den Abschlußwiderständen verbraucht wird. Bei geringer Welligkeit der Beschleunigungsspannung ($W \leq 2$ db) kann diese Leistung als Maß für den Leistungsbedarf benutzt werden.

Alle genannten Veröffentlichungen gehen von Netzwerken vorgegebener Struktur aus. Im Unterschied dazu wird in der vorliegenden Arbeit versucht, die optimal erreichbaren Leistungsverhältnisse zunächst unabhängig vom Aufbau des Netzwerkes aus vorgegebenen Frequenzcharakteristiken zu berechnen. Dabei erweisen sich die von H.W. BODE [8] angegebenen Integralbedingungen für Betrag und Phase von Netzwerkfunktionen als geeignetes Hilfsmittel.

Diese Beziehungen sind von BODE selbst [8] und seit Erscheinen seines Buches von vielen anderen Autoren mit Erfolg zur Lösung ähnlicher allgemeiner Anpassungsprobleme der Hochfrequenztechnik benutzt worden. Als Beispiele seien die Anpassung einer Breitband-Verstärkerstufe an die Röhre der voraufgehenden Stufe [8], [9] oder die breitbandige Anpassung eines Ohmschen Verbrauchers mit parasitären Blindelementen an einen HF-Generator [8], [10], [11], [12] genannt.

Wie bereits H.W. BODE betont und an Beispielen zeigt, erlaubt diese Theorie nicht nur zu prüfen, wieweit ein vorgegebenes Netzwerk die seiner Frequenzcharakteristik zugeordneten Optimalwerte einer Übertragungsfunktion erreicht; sie kann außer-

dem als Wegweiser beim Entwurf optimaler Netzwerke dienen.

So zeigt es sich beispielsweise beim vorliegenden Anpassungsproblem, daß unter der Voraussetzung flacher Charakteristiken des Vierpols der Leistungsbedarf im Optimalfall um einen Faktor von ca. 2 günstiger ist als bei den in [1] - [5] und in [7] beschriebenen Bandfilternetzwerken, wenn eine geringe Welligkeit der Beschleunigungsspannung bei konstantem Verstärkerstrom vorausgesetzt wird ($W \leq 3$ db). Diese Netzwerke sind demnach bei geebneter Charakteristik hinsichtlich der Leistungsverhältnisse nicht optimal. Dagegen lassen sich anhand der BODEschen Theorie Vierpole mit völlig flachen Charakteristiken (gemessene Welligkeit $W \leq 1$ db) entwerfen, deren Leistungsbedarf den theoretischen Optimalwert auf 80 % und mehr approximiert.

Neben der Berechnung des Leistungsbedarfes aus vorgegebenen Frequenzcharakteristiken werden in der vorliegenden Arbeit Ansätze zur Lösung des umgekehrten Problems, d.h. zur Bestimmung der hinsichtlich der Leistungsverhältnisse günstigsten Frequenzcharakteristik des Vierpols angedeutet.

Bei den Berechnungen ist das Frequenz- und Amplitudenprogramm zu berücksichtigen. Im folgenden werden an vielen Stellen zwei einfache "Modellprogramme" (konstante Amplitude, lineare Frequenzmodulation $|\dot{\omega}| = \text{const}$, bzw. konstante Amplitude, exponentielle Frequenzvariation $|\dot{\omega}| \sim e^{\gamma_1 \omega}$) der Berechnung des Leistungsbedarfs zugrunde gelegt. Wege zur Berechnung für andere Programme werden angedeutet.

Bei vernachlässigbarem Leistungsinnenwiderstand R_{iL} der Endröhre [13] ist der für das lineare Programm berechnete mittlere Leistungsbedarf im wesentlichen mit der von FIEBIG eingeführten mittleren Referenzleistung identisch. Bei großer Bandbreite hat jedoch der von FIEBIG und anderen Autoren [1], [5]-[7] nicht oder nur pauschal (durch Einführen einer konstanten statt einer über R_{iL} vom Ausgangsstrom abhängigen Restspannung [13]) berücksichtigte Innenwiderstand R_{iL} Einfluß auf die Leistungsverhältnisse. Erst bei Berücksichtigung dieses Einflusses zeigt sich eine eindeutige Überlegenheit der schwach gedämpften Systeme mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken gegenüber gedämpften Systemen mit geebneter Charakteristik.

Der günstigste mittlere Leistungsbedarf ist nach diesen Berechnungen bei Verwendung von ungedämpften Anpassungsvierpolen zu erwarten, ähnlich den in [3], [4] und [6] vorgeschlagenen ungedämpften Netzwerken. Die zweckmäßigste Dimensionierung hängt dabei vom HF-Programm ab.

Durch Messungen an einem "5-Watt-Modell" der Leistungsstufe des HF-Systems für einen geplanten Beschleuniger wurde ein Netzwerk dieses Typs experimentell mit einem "optimalen" Vierpol mit flachen Charakteristiken verglichen. Mit diesem Modellsystem konnte die technische Realisierbarkeit einzelner Funktionsgruppen des HF-Systems für den geplanten Beschleuniger experimentell geprüft und der Leistungsbedarf gemessen werden. Die oben genannten Veröffentlichungen geben demgegenüber berechnete Werte für den Leistungsbedarf.

Die experimentellen Untersuchungen werden im Teil 3 der vorliegenden Arbeit ausführlich beschrieben. Ein Überblick über Wege und Ergebnisse der Berechnungen wird im Teil 2 gegeben.

2. Abriß einer Theorie der Breitbandanpassung

2.1 Problemstellung

Das Problem der Breitbandanpassung von Beschleunigungselektroden bei Teilchenbeschleunigern kann anhand der Abb. 1 erläutert werden. Es läßt sich im wesentlichen auf folgende Fragestellung reduzieren:

An einem vorgegebenen LC-Kreis - dem LC-Ersatzkreis für die Beschleunigungselektroden - soll eine hochfrequente Wechselspannung erzeugt werden, deren Frequenz $f_1 \leq f(t) \leq f_2$ und Amplitude $U_r(t)$ nach einem vorgegebenen HF-Programm verändert werden. Wie ist das zwischen den HF-Generator (Röhrenverstärker) und diese Kapazität geschaltete Anpassungsnetzwerk aus R-, L-, C-Elementen (einschließlich Kabeln, Hohlraumresonatoren und anderen Elementen, deren Impedanzen

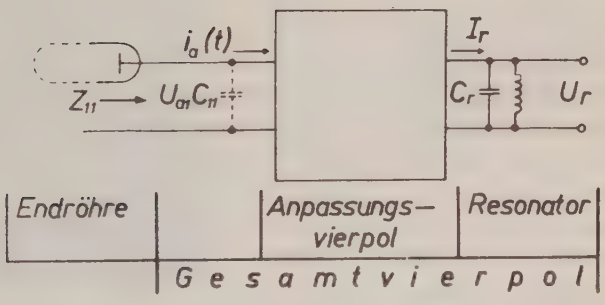

Abb. 1: Aufbau des Anpassungssystems, schematisch.

$i_a(t)$: Anodenstrom der Endröhre
U_{a1} : Amplitude der Anodenwechselspannung
U_r : Amplitude der Beschleunigungsspannung
Z_{11} : Eingangsimpedanz des Vierpols
C_{11} : Röhren- und Streukapazität
C_r : Kapazität des LC-Ersatzkreises für den Beschleunigungsresonator.

theoretisch durch RLC-Schaltungen beliebig genau angenähert werden können) aufzubauen, damit die vorgegebene Amplitude bei geringstmöglicher Leistungsaufnahme des Verstärkers aus dem "Netzgerät" erreichbar wird? Welche Frequenzcharakteristiken besitzt das Anpassungssystem, mit dem der geringstmögliche Leistungsbedarf zu realisieren ist? Wieweit weicht der Leistungsbedarf bei Verwendung anderer Anpassungsnetzwerke mit vorgegebener Frequenzcharakteristik vom überhaupt erreichbaren Minimum ab? Wieweit sind derartige Anpassungsnetzwerke technisch realisierbar, die beim Beschleuniger brauchbare Betriebsbedingungen gewährleisten?

Bei einer theoretischen Behandlung dieser Fragen ist die Arbeitsweise des Verstärkers, der Aufbau des Netzwerkes und der Einfluß des HF-Programms auf den Leistungsbedarf zu berücksichtigen. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich in erster Linie mit experimentellen Untersuchungen zur Breitbandanpassung. Die Ergebnisse der Berechnungen werden im folgenden kurz zusammengestellt, soweit sie zum Verständnis der experimentellen Untersuchung wichtig erscheinen.

2.2 Zur Arbeitsweise des Verstärkers bei komplexem Außenwiderstand

2.2.1 Stromaussteuerung

Zur Berechnung der Leistungsaufnahme des Verstärkers ist es zweckmäßig, einige in der Theorie des Senderverstärkers [13] benutzte Größen zu übernehmen. Dabei ist an einigen Stellen eine geringfügige Modifikation erforderlich, da der Eingangswiderstand Z_{11} des Vierpols Abb. 1 im allgemeinen Fall ein komplexer Widerstand ist, im Gegensatz zum Anodenwiderstand beim normalen Senderverstärker, der bei der konstanten Arbeitsfrequenz als rein Ohmscher Widerstand zu betrachten ist [13].

Beim Leistungsverstärker wird je nach Lage des Arbeitspunktes auf der i_a-u_g-Kennlinie (Abb. 2) zwischen A-, B- und C-Betrieb unterschieden [13]. Der zeitliche Verlauf des Anodenstromes i_a (t) bei diesen Betriebsarten ist aus den Oszillogrammen (Abb. 3) ersichtlich, die für eine Pentode (E 810 F)

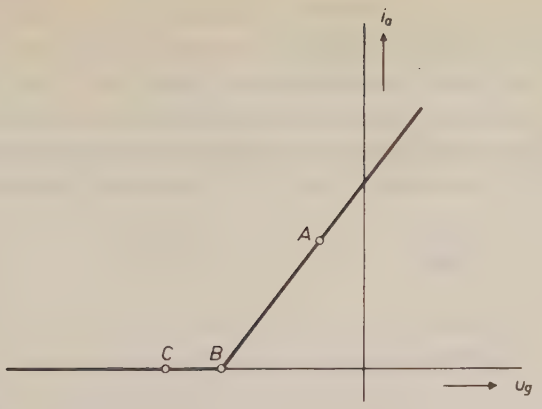

Abb. 2: Idealisierte Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie einer Senderöhre. Lage des Arbeitspunktes bei A-, B- und C-Betrieb.

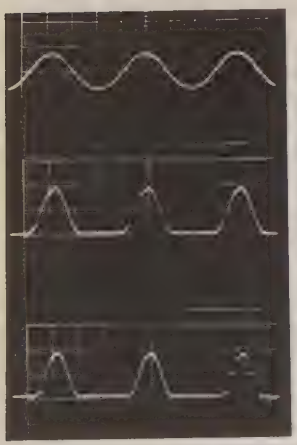

Abb. 3:
Form der Anodenstromimpulse bei A-, B- und C-Betrieb. Oszillogramme, aufgenommen für eine 5 W-Pentode (E 810 F). Die Gerade $i_a = 0$ liegt für alle drei Betriebsarten unterhalb der aufgenommenen $i_a(t)$-Kurven.

bei f = 50 Hz aufgenommen wurden.

Als Stromaussteuerung $h_1(\theta)$ [29] wird das Verhältnis der Amplitude $I_{a1}(\theta)$ der ersten Harmonischen des Anodenstromimpulses $i_a(t)$ zum mittleren Gleichstrom $I_{ao}(\theta)$ bezeichnet:

$$h_1(\theta) = \frac{I_{a1}(\theta)}{I_{ao}(\theta)} = \frac{\Psi_1(\theta)}{\Psi_o(\theta)} \quad ^{1)} \qquad (1)$$

Die Größen $\Psi_o(\theta)$ und $\Psi_1(\theta)$ sind die auf den Spitzenwert I_{amax} des Anodenstromimpulses normierten Fourierkoeffizienten:

$$\Psi_o(\theta) = \frac{I_{ao}}{I_{amax}}$$

$$\Psi_1(\theta) = \frac{I_{a1}}{I_{amax}} \; . \qquad (2)$$

Die Größe θ ist ein Maß für die Breite des $i_a(t)$-Impulses, sie wird als Stromflußwinkel bezeichnet [13]. $\frac{\theta}{180^o}$ ist das Tastverhältnis des $i_a(t)$-Impulses. Die Größen $I_{a1}(\theta)$ und $I_{ao}(\theta)$ und ebenso die auf den Spitzenwert I_{amax} des $i_a(t)$-Impulses normierten Fourierkoeffizienten $\Psi_o(\theta)$, $\Psi_1(\theta)$ sind durch Fourieranalyse des $i_a(t)$-Impulses zu bestimmen [13]. Sie hängen dementsprechend unabhängig von der Phase von $\underline{Z_{11}}$ nur von der Form dieses Impulses ab. Das gleiche gilt daher entsprechend (1) für die Stromaussteuerung.

Für die Berechnungen ist es zweckmäßig, eine lineare i_a-u_g-Kennlinie vorauszusetzen [13]. In dieser Näherung, die im folgenden durchgehend benutzt wird, haben die $i_a(t)$-Impulse bei Ansteuerung des Gitters mit einer kosinusförmigen Wechselspannung die Form

$$i_a(t) = \begin{cases} I_{amax} \dfrac{\cos \omega t - \cos\theta}{1 - \cos\theta} & \text{für } \cos \omega t \geq \cos\theta \\ 0 & \text{für } \cos \omega t < \cos\theta \end{cases} \qquad (3)$$

Wie man verifiziert, sind durch (3) kosinusförmige $i_a(t)$-Impulse mit dem Spitzenwert $I_{amax} = i_a(t=0)$ und dem Tastverhältnis $\frac{\theta}{180^o}$ dargestellt. Die Größen $\Psi_o(\theta)$, $\Psi_1(\theta)$ sind für diese sowie für andere Impulsformen von H. ROTHE und W. KLEEN [13] tabelliert.

---

[1]) Erläuterungen zur Schreibweise von Wechselstromgrößen etc. s. S. 107

2.2.2 Spannungs- und Leistungsausnutzung

Neben der Stromaussteuerung sind ähnlich definierte Größen von Bedeutung, die einen Zusammenhang zwischen nullter und erster Harmonischer der Röhrenpotentiale und -Ströme vermitteln. Die "Spannungsausnutzung" [29] h_u gibt das Verhältnis von Anodenwechselspannung und -Gleichspannung:

$$h_u = \frac{U_{a1}}{U_{ao}} \,. \tag{4}$$

Die Größe m gibt das Verhältnis der Anodenscheinleistung $\frac{1}{2} U_{a1} \cdot I_{a1}$ zur aufgenommenen Gleichstromleistung $U_{ao} \cdot I_{ao}$

$$m = \frac{\frac{1}{2} U_{a1} \cdot I_{a1}}{U_{ao} \cdot I_{ao}} = \frac{1}{2} h_u \, h_1 \,, \tag{5}$$

sie wird im folgenden als Leistungsausnutzung bezeichnet.

Die Größe m_{ges} gibt das Verhältnis der Anodenscheinleistung $\frac{1}{2} U_{a1} \cdot I_{a1}$ zur insgesamt von der Röhre aufgenommenen Gleichstromleistung (Anode, Gitter, Schirmgitter) $P_{ges} = U_{ao} \cdot I_{ao} + U_{sgo} \cdot I_{sgo} + U_{go} \cdot I_{go}$:

$$m_{ges} = \frac{\frac{1}{2} U_{a1} \cdot I_{a1}}{P_{ges}} \,. \tag{5a}$$

Die Größen h_u, m und m_{ges} hängen nicht nur von den Daten der Endröhre, sondern auch vom Eingangswiderstand $\underline{Z_{11}}$ des Anpassungsvierpols ab.

Die maximal erreichbare Spannungsausnutzung hängt davon ab, wieweit eine Verformung der i_a-Impulse zugelassen werden kann (vgl. Abb. 4 und 5). Die Spannungsausnutzung bei gerade beginnender Verformung ($h_u = h_{uo}$) kann aus der Bedingung berechnet werden, daß das Anodenpotential u(t) zum Zeitpunkt des Stromflusses die "Restspannung" [13]

$$u_c(t) = R_{iL} \cdot i_a(t) \tag{6}$$

bei unverformten Impuls erreicht, aber nicht unterschreitet.

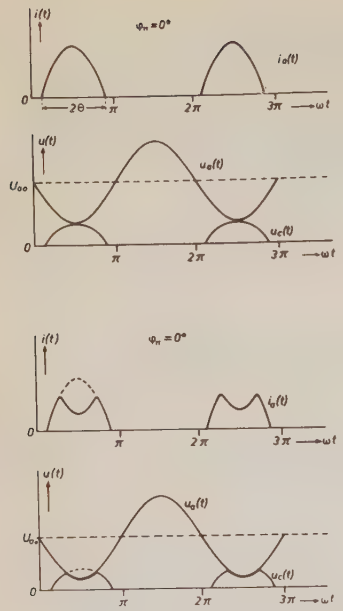

Abb. 4:

Anodenstromimpulse $i_a(t)$, Anodenpotential $u_a(t)$ und Restspannung $u_c(t)$ bei Aussteuerung bis zur Grenze $u_a(t) = u_c(t)$ ohne $i_a(t)$-Verformung (oberer Teil der Abbildung). Bei stärkerer Aussteuerung unterschreitet $u_a(t)$ für einen Teil der Periode die dem unverformten Impulse zugeordnete Restspannung. Es tritt eine $i_a(t)$-Verformung auf (unterer Teil der Abb.), durch die $u_a(t) \geq u_c(t)$ gewährleistet bleibt.

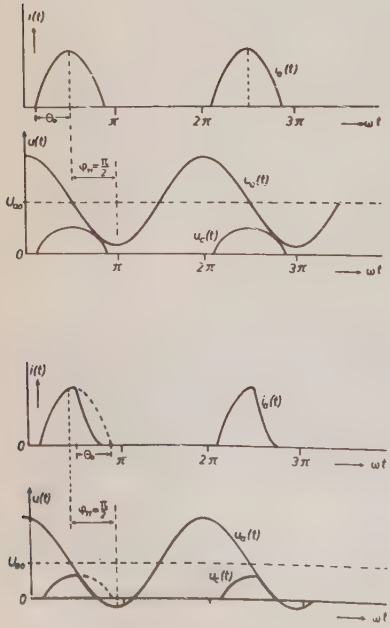

Abb. 5:

Wie Abb. 4, jedoch für die Phasenverschiebung $\varphi_{11} = 90°$ zwischen Anodenwechselstrom $\underline{I_{a1}}$ und Anodenwechselspannung $\underline{U_{a1}}$.

Dabei ist der Leistungsinnenwiderstand R_{iL} eine näherungsweise konstante Kenngröße, deren Wert aus dem i_a-u_a-Diagramm der Endröhre zu entnehmen ist [13]. Durch Auswertung der oben formulierten Bedingung erhält man für h_{uo} die in der Abb. 6 für $\varphi_{11} = 0$ und in Abb. 7 für $\varphi_{11} = \pm 90^\circ$ dargestellten Kurven. Komplikationen, die bei zeitweise negativem Anodenpotential (vgl. Abb. 5) auftreten können, bleiben dabei außer Betracht. Vielmehr wurde bei der Berechnung der Kurven der Abb. 7 vorausgesetzt, daß auch bei imaginärem Anodenwiderstand Z_{11} und kleinem Stromflußwinkel die Aussteuerung bis zur Restspannung möglich ist. Während sich die Kurvensätze der Abb. 6 und 7 für große Stromflußwinkel nicht wesentlich unterscheiden, treten für $\theta < 60^\circ$ bei einer Phasenverschiebung $\varphi_{11} = 90^\circ$ zwischen Anodenstrom und -Spannung ausgeprägte Maxima für h_{uo} auf.

Für Berechnungen kann die Näherung

$$h_{uo} = \frac{1}{1 + \frac{R_{iL}}{Z_{11}} (1 + \cos \varphi_{11})} \qquad (7)$$

benutzt werden. Sie stimmt für Impulse der Form (3) für $Z_{11} \geq R_{iL}$ und $180^\circ \geq \theta \geq 80^\circ$ bis auf rund 10 % mit den für $\varphi_{11} = 0$ und $\varphi_{11} = \pm 90^\circ$ berechneten Werten überein. Dieser Ausdruck für h_{uo} wird bei den unten beschriebenen Berechnungen häufig benutzt. Er gestattet es, den Einfluß des Innenwiderstandes R_{iL} der Endröhre auf den Leistungsbedarf beim Beschleuniger zu berücksichtigen. Dieser Einfluß erweist sich als ein entscheidender Faktor beim Vergleich verschiedener Anpassungsvierpole.

Wird die Spannungsausnutzung gegenüber dem charakteristischen Wert $h_u = h_{uo}$ weiter gesteigert, so tritt eine Verformung des $i_a(t)$-Impulses ein (vgl. Abb. 4 und 5). Sie ist dadurch zu erklären, daß für einen Teil der Periode das Gitterpotential bzw. ein aus Gitter- und Schirmgitter gebildetes Effektivpotential das Anodenpotential überwiegen. Dadurch fließt ein erhöhter Anteil (Differenz zwischen verformten und unverformten $i_a(t)$-Impuls) zum Gitter bzw. Schirmgitter.

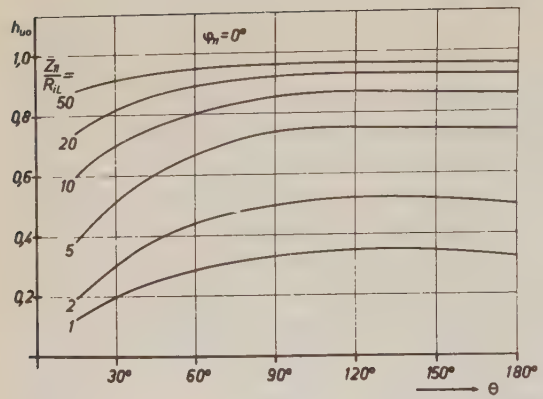

Abb. 6:

Ohne $i_a(t)$-Verformung maximal erreichbare Spannungsausnutzung bei rein Ohmschen Widerstand Z_{11}. Berechnete Werte für eine Röhre linearer i_a-u_g-Kennlinie.

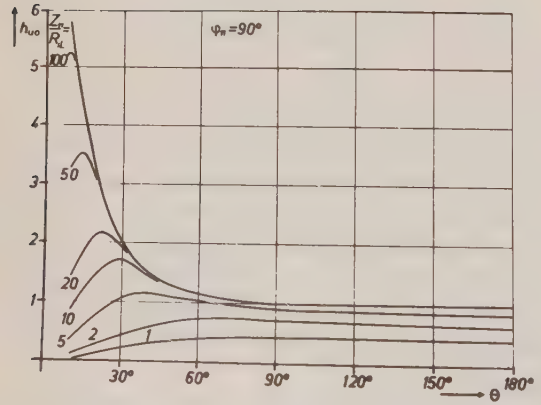

Abb. 7:

Wie Abb. 6, jedoch für rein imaginären Eingangswiderstand Z_{11} des Vierpols (Abb. 1). Dabei ist vorausgesetzt, daß die Anodenspannung auch bei kleinen Stromflußwinkeln zum Zeitpunkt des Stromflusses bis zur Restspannung (6) ausgesteuert werden kann.

Das Verhalten der Betriebsgrößen m_{ges}, I_{ao}, I_{sgo}, $\frac{\partial I_{a1}}{\partial U_{g1}}$ ist in Abb. 8 als Funktion von h_u qualitativ dargestellt. Für rein Ohmschen Anodenwiderstand ($\varphi_{11} = 0$) werden die Verhältnisse bei i_a-Verformung in der Literatur ausführlich diskutiert [13], [29]. Der günstigste Wirkungsgrad des Verstärkers liegt bei gerade beginnender oder schwach ausgeprägter Einsattelung der i_a-Spitze vor.

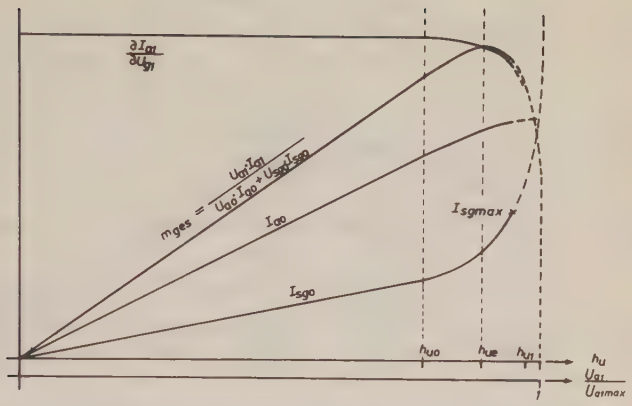

Abb. 8: Qualitative Abhängigkeit der Röhrengleichströme I_{ao}, I_{sgo}, der Leistungsausnutzung m_{ges} und der "Verstärkung" $\frac{\partial I_{a1}}{\partial U_{g1}}$ von der Spannungsausnutzung h_u bzw. der Anodenwechselspannung U_{a1} bei konstanter Gleichspannung U_{ao}.

Bei einer Phasenverschiebung $\varphi_{11} > 0$ zwischen $\underline{I_{a1}}$ und $\underline{U_{a1}}$ beginnt die Verformung am Rande des Impulses (Abb. 5). Daher scheint eine etwas stärkere Verformung zulässig, solange die Grenzwerte für Gitter- bzw. Schirmgitterstrom eingehalten werden. Mit beginnender Verformung der i_a-Spitze ist ein starker Rückgang des Ausnutzungsfaktors m_{ges} der Gesamtleistung und ein Verlust der "Linearität" $\frac{\partial I_{a1}}{\partial U_{g1}}$ = const zu erwarten. Die Spannungsausnutzung bei beginnender Verformung der i_a-Spitze($h_u = h_{u1}$)ist in Abb. 9 dargestellt. Die Kurven wurden unter vereinfachenden Annahmen abgeschätzt, indem der verformte Impulse durch einen um $\alpha = 0{,}3\ \theta$ verschobenen Kosinusimpuls gemäß (3) mit dem reduzierten Stromflußwinkel $0{,}8\ \theta$ angenähert wurde.

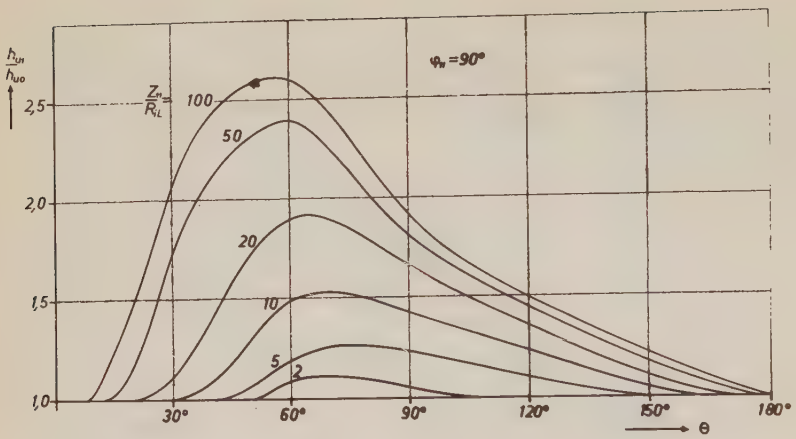

Abb. 9: Maximal erreichbare Spannungsausnutzung bei Aussteuerung bis zur beginnenden Verformung der $i_a(t)$-Spitze (Abb. 5) bei rein imaginärem Widerstand Z_{11}. Für $i_a(t)$-Impulse abgeschätzte Werte, die im unverformten Falle kosinusförmigen Verlauf gemäß (3) haben. Zur Berechnung der Kurven wurde der verformte Impuls durch einen um $\alpha = 0{,}3\ \theta$ verschobenen Kosinusimpuls mit dem reduzierten Stromflußwinkel $0{,}8\ \theta$ ersetzt.

Die Leistungsausnutzung $m = \frac{1}{2} h_1 h_u$ kann unmittelbar aus den Aussteuerungsgrößen h_u und h_i bestimmt werden. Für $\varphi_{11} = 0$ stimmt sie mit dem in der Theorie des Senderverstärkers definierten Wirkungsgrad [13]

$$\eta = \frac{1}{2} h_u h_1 \cos\varphi_{11}$$

überein. Die Leistungsausnutzung bei beginnender $i_a(t)$-Verformung ($m = m_o = \frac{1}{2} h_{uo} \cdot h_1$) ist in Abb. 10 für $\varphi_{11} = 0$ und in Abb. 11 für $\varphi_{11} = 90^\circ$ dargestellt. Bei der Berechnung wurde wiederum angenommen, daß die Anodenspannung auch für $\varphi_{11} = 90^\circ$ und kleine Winkel θ bis zur Restspannung (6) ausgesteuert werden kann. Während sich beide Kurvensätze für $\theta > 60^\circ$ nicht wesentlich unterscheiden, treten für $\varphi_{11} = 90^\circ$ für kleine Stromflußwinkel ausgeprägte Maxima auf, die zunächst günstige Aussteuerungsverhältnisse erwarten lassen.

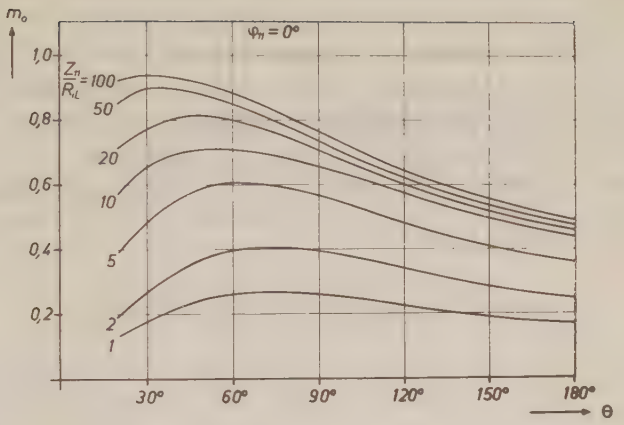

Abb. 10: Ohne $i_a(t)$-Verformung maximal erreichbare Ausnutzung der Anodenleistung. Berechnete Kurven für kosinusförmige $i_a(t)$-Impulse bei rein Ohmschem Widerstand Z_{11} (Abb. 1).

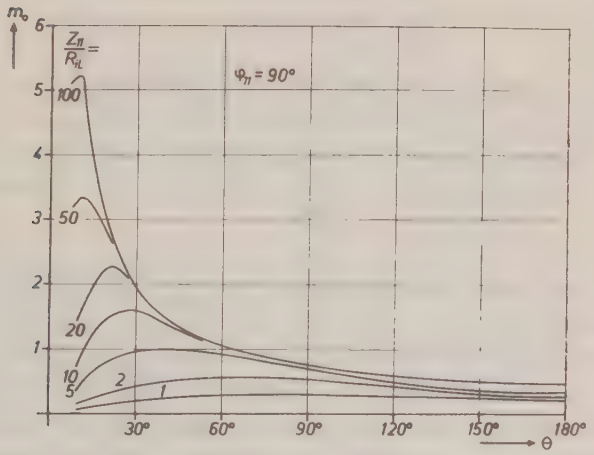

Abb. 11: Wie Abb. 10, jedoch für rein imaginären Eingangswiderstand Z_{11} (Abb. 1). Bei der Berechnung der Kurven ist vorausgesetzt, daß die Anodenspannung auch für kleine Stromflußwinkel zum Zeitpunkt des Stromflusses bis zur Restspannung (6) ausgesteuert werden kann.

Die Größe m_{ges} wächst bei konstanten Potentialen U_{ao}, U_{sgo} von Anode und Schirmgitter im normalen Aussteuerungsbereich $h_u < h_{uo}$ in Näherung proportional zu m:

$$m_{ges} = c \cdot m \qquad c = \frac{P}{P_{ges}} \approx \text{const} < 1 \ .$$

Für $h_u \geq h_{uo}$ durchläuft m_{ges} als Funktion von h_u (Abb. 8) bei einer speziellen Spannungsausnutzung ein flaches Maximum $m_{ges} = m_{ges,e}$. Diese Spannungsausnutzung sei $h_u = h_{ue}$. Setzt man voraus, daß m_{ges} für $h_u > h_{uo}$ nur noch schwach wächst, so kann in Näherung

$$m_{ges} \approx \text{const} = c \cdot \frac{1}{2} h_i \, h_{uo} = c m_o \quad \text{für} \quad h_u > h_{uo}$$

gesetzt werden.

Entsprechend kann die von der Anode aufgenommene Leistung

$$P = U_{ao} \cdot I_{ao} = c \cdot P_{ges} \qquad \text{für} \qquad h_u \leq h_{uo}$$

$$P_{ges} \approx \text{const} \qquad \text{für} \qquad h_u > h_{uo}$$

gesetzt werden. Bei den Berechnungen wurde daher

$$P = U_a \cdot I_{ao} = \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{h_u \cdot h_i} = \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{2m} \sim P_{ges} \qquad (8)$$

als Maß für die gesamte Leistungsaufnahme und

$$P_o = \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{h_{uo} \cdot h_i} = \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{2m_o} \qquad (9)$$

als Maß für die Leistungsaufnhame des Verstärkers bei Vollaussteuerung benutzt. Dabei ist zu beachten, daß die Spannungsausnutzung im "Plateaubereich" der $m_{ges}(h_u)$-Kurve (Abb. 8) innerhalb gewisser Grenzen variiert werden kann, ohne daß zunächst eine wesentliche Änderung der Leistungsverhältnisse P_{ges} zu erwarten ist. Diese Tatsache kann beim Beschleuniger unter Umständen ausgenutzt werden.

2.2.3 Einfluß des Leistungsbedarfs des Vorverstärkers

Die Kurven der Abb. 7 und 11 zeigen bei kleinen Stromflußwinkeln ausgeprägte Maxima der Aussteuerungsgrößen h_{uo} und m_o, die günstige Arbeitsbedingungen erwarten lassen, solange man Komplikationen, die bei zeitweise negativem Anodenpotential (Abb. 5) auftreten können, vernachlässigt. Um zu beurteilen, wieweit bei kleinem Stromflußwinkel gearbeitet werden kann, ist die zur Ansteuerung des Gitters erforderliche Amplitude der Wechselspannung U_{g1} zu berücksichtigen. Aus Beziehungen, die in [13] angegeben sind, erhält man

$$U_{g1}(\theta) \approx U_{eff1}(\theta) = \frac{I_{a1}}{S \cdot \gamma_1(\theta)\,(1 - \cos\theta)} \,. \qquad (10)$$

Für A-Betrieb ($\theta = 180^\circ$, $\gamma_1(\theta) = 0{,}5$) geht (10) in die bekanntere Beziehung

$$U_{g1} \approx U_{eff1} = \frac{I_{a1}}{S}$$

über. U_{eff1} bedeutet dabei die 1. Harmonische des "effektiven Steuerpotentials" [13]

$$u_{geff} = u_g + \frac{1}{\mu} u_a + \frac{1}{\mu_{sg}} u_{sg}$$

(Summe aus Gitterpotential, Anodenrückwirkung und Schirmgitterrückwirkung). Bei Schirmgitterröhren ($\frac{1}{\mu} \ll 1$) kann die Anodenrückwirkung vernachlässigt werden, bei starker Anodenrückwirkung ist ein höheres Gitterpotential $U_{g1}(\theta)$ erforderlich.

Die Abhängigkeit $U_{g1}(\theta)$ und $U^2_{g1}(\theta)$ nach (10) ist in Abb. 12 für I_{a1} = const dargestellt.

Beim Breitbandverstärker ist der Leistungsbedarf P_v der Vorstufe im gitterstromfreien Betrieb der Endröhre

$$P_v \sim U^2_{g1}(\theta)$$

anzusetzen, so daß hier die Zunahme $U_{g1}(\theta)$ verstärkt ins Gewicht fällt. Diese Leistung wird ähnlich wie die Leistung der Endröhre beim Betrieb des Resonators aufgrund der Gitter-

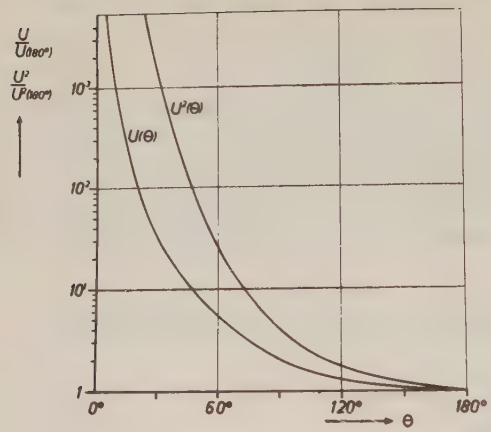

Abb. 12: Amplitude U_{g1} der Gitterwechselspannung und Leistungsbedarf $P_V \sim U_{g1}^2$ des Vorverstärkers bei konstantem Anodenwechselstrom I_{a1} als Funktion des Stromflußwinkels θ. Nach (10) berechnete Werte für eine Röhre mit konstanter Steilheit S (kosinusförmige $i_a(t)$-Impulse gemäß (3)).

kapazität der Endröhre erforderlich. Sie wird an der Anode der Vorröhre sowie in Dämpfungswiderständen des Netzwerks zwischen Vor- und Endröhre in Wärme umgesetzt. Bei Aussteuerung in Bereiche positiven Gitterpotentials ist ein zusätzlicher Term zu berücksichtigen.

Rechnet man bei B-Betrieb mit einem Verhältnis $P_V/P \hat{=} 10$ % der Vorstufen zur Endstufenleistung, so ist bei C-Betrieb für $\theta = 60^\circ$ mit $P_V/P \hat{=} 50$ % zu rechnen und für $\theta = 30^\circ$ mit $P_V/P > 2000$ % (wenn man den Wirkungsgrad von Vor- und Endröhre unabhängig von θ als konstant betrachtet). Aufgrund dieser Zahlen können Stromflußwinkel $\theta < 60^\circ$, für die gemäß Abb. 7 und 11 theoretisch ausgeprägte Maxima der Aussteuerungsgrößen $h_{uo}(\theta)$, $m_o(\theta)$ auftreten, ausgeschlossen werden.

Für $\theta > 60^{o}$ unterscheiden sich die Aussteuerungsverhältnisse bei komplexem Außenwiderstand nicht sehr wesentlich von denen bei rein Ohmschem Außenwiderstand, abgesehen von der etwas höheren Spannungs- und Leistungsausnutzung (vgl. Abb. 6 und 7 bzw. Abb. 10 und 11). Insbesondere gilt in diesem Bereich in Näherung:

$$m = \frac{1}{2} \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{U_{ao} \cdot I_{ao}} \leq 1 \ .$$

D.h. die aus dem Stromversorgungsteil entnommene Gleichstromleistung $U_{ao} \cdot I_{ao}$ wird durch die Anodenscheinleistung $\frac{1}{2} U_{a1} \cdot I_{a1}$ vorgeschrieben und nicht etwa durch die Wirkleistung $U_{a1} \cdot I_{a1} \cos \varphi_{11}$. Diese Tatsache erklärt, warum auch bei völlig ungedämpften Anpassungsvierpolen ($\varphi_{11} = 90^{o}$) der Leistungsbedarf nicht beliebig verringert werden kann.

2.3 Einfluß des HF-Programms auf den Leistungsbedarf

2.3.1 Momentaner und mittlerer Leistungsbedarf

Zur Berechnung des mittleren Leistungsbedarfs pro Beschleunigungszyklus wird vorausgesetzt, daß die Frequenz und die Amplituden der am Gesamtvierpol (Abb. 1) vorliegenden Spannungen und Ströme im Rahmen des HF-Programms nur langsam variiert werden im Vergleich zur Periodendauer $T = \frac{2\pi}{\omega}$ der Hochfrequenz. Diese Bedingung deckt sich mit den "Adiabatizitätsbedingungen" [16], [20], [21], die bei programmierter Beschleunigung ($\omega = h\, \omega_s$) unabhängig von Überlegungen zur Leistungsbilanz eingehalten werden.

Unter dieser Voraussetzung ist die Fourieranalyse des Anodenstromes nach Harmonischen von ω weiterhin durchführbar, wobei die Amplituden einschließlich des "Gleichstromes" I_{ao} eine niederfrequente Zeitabhängigkeit erhalten. Ebenso kann bei adiabatischer Frequenz- und Amplitudenänderung angenommen werden, daß Einschwingvorgänge bei Mittelwertbildungen nicht ins Gewicht fallen. Dementsprechend kann zwischen dem momentanen Leistungsbedarf

$$P(t) = U_{ao}(t) \cdot I_{ao}(t) \qquad (11)$$

und dem mittleren Leistungsbedarf pro Beschleunigungszyklus

$$P = \frac{1}{T_{rep}} \int_{o}^{T_{rep}} U_{ao}(t)\, I_{ao}(t)\, dt \qquad (12)$$

unterschieden werden. $T_{rep} = \frac{2\pi}{\omega_{rep}}$ bedeutet die Dauer des Beschleunigungszyklus.

Für weitere Berechnungen ist es vorteilhaft, P mit Hilfe der Aussteuerungsgrößen der Endröhre sowie mit Hilfe der Übertragungscharakteristiken des Vierpols Abb. 1 durch die Frequenzvariation $|\dot{\omega}|$ und die Beschleunigungsspannung U_r auszudrücken, die durch das HF-Programm vorgeschrieben werden. Dazu werden geeignete Übertragungsfunktionen des Gesamtvierpols Abb. 1 benutzt, die einen Zusammenhang zwischen den Eingangsgrößen U_{a1}, I_{a1} des Vierpols und der Resonatorspannung U_r vermitteln:

$$\frac{\underline{U_r}}{\underline{U_{a1}}} = \frac{\underline{Z_{12}}}{\underline{Z_{11}}}$$

$$\frac{\underline{U_r}}{\underline{I_{a1}}} = \underline{Z_{12}} \qquad (13)$$

$$\frac{\underline{U_r^2}}{\underline{U_{a1}} \cdot \underline{I_{a1}}} = \frac{\underline{Z_{12}^2}}{\underline{Z_{11}}} = \underline{A}$$

(Z_{11}, $Z_{12} = -Z_{21}$ sind dabei Elemente der Widerstandsmatrix des Gesamtvierpols Abb. 1 [14]).

Mit Hilfe dieser Übertragungsfunktion des Vierpols sowie mit den oben erläuterten Aussteuerungsgrößen der Endröhre kann (12) umgeformt werden zu

$$P = \frac{1}{T_{rep}} \int_{o}^{T_{rep}} \frac{U_r\, Z_{11}}{Z_{12}\, h_u} \frac{U_r}{Z_{12}\, h_i}\, dt = \frac{1}{T_{rep}} \int_{o}^{T_{rep}} \frac{U_r^2}{2m\, A}\, dt \qquad (12a)$$

Die Faktoren $\frac{U_r\, Z_{11}}{Z_{12}\, h_u}$ und $\frac{U_r}{Z_{12}\, h_i}$ des ersten Integrals sind die durch (4) und (13) bzw. durch (1) und (13) umgeformten Werte für U_{ao} bzw. I_{ao}.

Da die Übertragungsfunktionen (13) im allgemeinen als Funktionen der Frequenz vorliegen, ist die Substitution

$$t \rightarrow \omega(t)$$
$$dt = \frac{d\omega}{\dot{\omega}} \tag{14}$$

zweckmäßig. Mit

$$T_{rep} = \int_0^{T_{rep}} dt = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}$$

erhält man statt (12a):

$$P = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{U_r^2}{2m\,A} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}} \tag{12b}$$

Dementsprechend kann P als gewogener Mittelwert der Funktion $\frac{U_r^2}{2m\,A} = f(\omega)$ gedeutet werden. Der Einfluß des HF-Programms äußert sich durch die "Gewichtsfunktion" $\frac{1}{\dot{\omega}}(\omega)$ sowie durch die Funktion $U_r(\omega)$. Die Kenndaten und der Arbeitspunkt des Verstärkers gehen über $m(\omega)$ in die Leistungsbilanz ein, dem Aufbau des Netzwerkes wird über die Funktion $A(\omega)$ Rechnung getragen. Für die weiteren Betrachtungen ist zwischen dem Betrieb des Verstärkers mit modulierter und dem Betrieb mit konstanter Anodenspannung zu unterscheiden.

Durch eine Regelung kann $U_{ao}(t)$ zu jedem Zeitpunkt auf den Wert

$$U_{ao}(t) = \frac{U_r\, Z_{11}}{Z_{12} \cdot h_{ue}} \tag{15}$$

eingeregelt werden, für den die günstigste Leistungsausnutzung $m_{ges} = m_{ges,e}$ (vgl. Abb. 8) vorliegt. Für diese Betriebsart kann entsprechend den Überlegungen des Abschnitts 2.2.2 $m = m_o$ in (12b) gesetzt werden:

$$P = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{U_r^2}{2m_o A} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}} = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{U_r Z_{11}}{Z_{12} h_{uo}} \cdot \frac{U_r}{Z_{12} \cdot h_i} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}} \qquad (12c)$$

Beim Betrieb mit konstanter Anodenspannung ist U_{ao} auf den im Verlauf des Beschleunigungszyklus zu einem speziellen Zeitpunkt $t = t_1$ auftretenden Maximalwert

$$U_{ao}(t_1) = \frac{U_r Z_{11}}{Z_{12} h_{ue}}\Big|_{max} \geq \frac{U_r Z_{11}}{Z_{12} h_{ue}}(t) \qquad (16)$$

einzustellen. Anderenfalls wäre der Verstärker zu diesem Zeitpunkt übersteuert, was nur in Grenzen tragbar ist. Damit erhält man statt (12c)

$$P_{(U_{ao}=const)} = \frac{U_r Z_{11}}{Z_{12} h_u}\Big|_{max} \cdot \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{U_r}{Z_{12} h_i} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{\dot{\omega}}} \qquad (12d)$$

Wie man durch Vergleich von (12c) und (12d) erkennt, ist dabei wegen (16)

$$P_{(U_{ao}=const)} \geq P \,. \qquad (17)$$

Das Gleichheitszeichen in (17) gilt nur, wenn aufgrund spezieller Arbeitsbedingungen

$$U_{ao}(t) = \frac{U_r Z_{11}}{Z_{12} h_{ue}} = const \qquad (15a)$$

gilt.

Die Spannungsausnutzung kann entsprechend den Überlegungen des Abschnittes 2.2 in der Umgebung von h_{ue} innerhalb gewisser Grenzen variiert werden, ohne daß ein wesentlicher Rückgang der Leistungsausnutzung m_{ges} eintritt ("Plateaubereich" der m_{ges}-Kurve, Abb. 8). Daher ist die Erfüllung

von (15a) innerhalb dieser Toleranzen ausreichend dafür, daß bei konstantem U_{ao} die gleichen günstigen Leistungsverhältnisse wie bei geregelter Anodenspannung vorliegen. Ein möglichst breiter Plateaubereich der m_{ges}-Kurve ist daher vorteilhaft.

Dementsprechend wird (12c) auch bei konstanter Anodenspannung U_{ao} als "untere Grenze" für den Leistungsbedarf betrachtet. Wieweit diese untere Grenze bei konstanter Anodenspannung erreicht werden kann, hängt wesentlich von den Aussteuerungsverhältnissen ab. Hinweise darauf sind am zweckmäßigsten experimentell zu gewinnen.

Zur Regelung der Anodenspannung können im Prinzip die gleichen Schaltungen wie bei der Anodenmodulation des Rundfunksenders benutzt werden [13]. Dabei wird ein aufwändiger Modulationsverstärker (NF-Verstärker) erforderlich, der für Leistungen der gleichen Größenordnung wie der HF-Verstärker auszulegen ist. Setzt man einen mittleren Wirkungsgrad des Modulationsverstärkers von 50 % voraus, so ist durch die Anodenmodulation der Endröhre im allgemeinen keine wesentliche Verbesserung der gesamten Leistungsbilanz (HF- und NF-Verstärker) zu erwarten, so daß diese Möglichkeit rein aus Gründen der Leistungseinsparung im allgemeinen Fall nicht sinnvoll erscheint.

2.3.2 Modellprogramme zur Bestimmung des mittleren Leistungsbedarfs

Bei bekanntem HF-Programm können $\dot{\omega}(\omega)$ und $U_r(\omega)$ angegeben werden. Beim Beschleuniger liegen die HF-Programme im allgemeinen nicht von vornherein fest. Daher werden für die folgenden Berechnungen zwei hypothetische "Modellprogramme" benutzt.

Programm A:

$$|\dot{\omega}| = \text{const} \qquad \text{für} \quad 0 \leq t \leq T_{rep}$$

$$U_r = \text{const}$$

und Programm B:

$$|\dot{\omega}| \sim e^{-\gamma_1 \omega} \sim e^{-\gamma x} \qquad \text{für} \quad 0 \leq t \leq T_{rep}$$

$$U_r = \text{const}$$

$$x = \frac{\omega - \omega_m}{\omega_2 - \omega_m} \qquad \omega_m = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$$

Bei Programm A handelt es sich um ein stark idealisiertes HF-Programm (vgl. [20], S. 8 f). Programm B entspricht dagegen eher Gegebenheiten und Erfordernissen beim Beschleuniger.

Für das Frequenzprogramm eines Beschleunigers mit zeitlich konstantem Magnetfeld, bei dem die Kreisfrequenz ω der Beschleunigungsspannung mit einer Harmonischen der Umlaufsfrequenz ω_s des "Sollteilchens" synchronisiert wird ($\omega = h\omega_s$), gilt allgemein [16], [17], [20], [21]

$$|\dot{\omega}| \sim U_r \, \Gamma |\omega_s'| ,$$

wobei $\omega_s' = \frac{d\omega_s}{dW} \quad \frac{d\omega_s}{dE} \, \omega_s$ durch die "Beschleunigungsfunktion" gegeben ist, die nur von den Konstruktionsdaten des Beschleunigers abhängt [16], [20]. W ist die in der Theorie der HF-Beschleunigung eingeführte Energievariable

$$W_{(E)} = \int_{E_o}^{E} \frac{dE}{\omega_r} \quad .$$

E bedeutet die Gesamtenergie eines beschleunigten Teilchens mit der Winkelgeschwindigkeit ω_r, $\Gamma = \sin \varphi_s$ ist der Phasenfaktor der Beschleunigungsspannung beim Durchgang des Sollteilchens durch den Spalt.

Speziell für Programme mit $\Gamma = \text{const}$, $U_r = \text{const}$ gilt

$$|\dot{\omega}| \sim |\omega_s'| \quad .$$

Ein Beispiel für die Funktion $|\frac{1}{\omega_s'}|$, die für den erläuterten Spezialfall als Gewichtsfunktion in den Integralen (12c) und (12d) auftritt, ist in Abb. 13 dargestellt. Die durchgezogene Kurve ist aus Daten gewonnen, die von RUDLOFF [16] für das ge-

plante FFAG-Elektronensynchrotron [16], [21] (für den Parametersatz k = 8, T_i = 0,2 MeV, T_e = 150 MeV) berechnet wurden. Die eingezeichneten Kreuze (x) entsprechen der Gleichung

$$\left|\frac{1}{\omega_s'}\right| = \exp\left[-8\left(\frac{\omega}{\omega_1} - 1\right)\right] \sim \exp(-2{,}5\ x) \qquad (17)$$

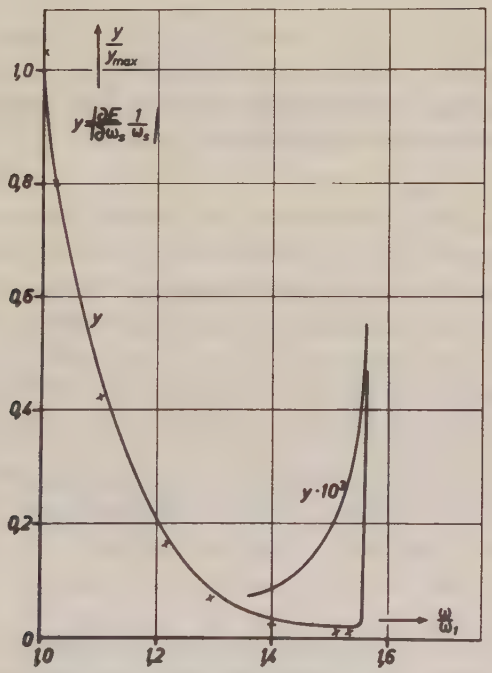

Abb. 13: Reziproker Wert

$$y = \left|\frac{1}{\omega_s'}\right| = \left|\frac{dW}{d\omega_s}\right| = \left|\frac{dE}{\omega_s d\omega_s}\right| = \left|\frac{(K+1)\ (E^2-E_o^2)}{(K+1)\ E_o^2-E^2}\ \frac{E}{\omega_s^2}\right|$$

der "Beschleunigerfunktion" $|\omega_s'|$ für ein geplantes 150 MeV FFAG-Elektronensynchrotron [16], [21] (für den Parametersatz k = 8, T_i = 0,2 MeV, T_e = 150 MeV). y ist dargestellt als Funktion der Umlaufsfrequenz. Der Pol entspricht der Übergangsenergie (transition energy). Die eingezeichneten Kreuze genügen der Gleichung $y = \exp(-8(\frac{\omega}{\omega_1} - 1)) \sim \exp(-2{,}5\ x)$.

Bei den Mittelwertbildungen (12c) und (12d) kann der eine Ast der Gewichtsfunktion $|\frac{1}{\omega_s'}| \sim |\frac{1}{\dot{\omega}}|$ vernachlässigt werden, da $|\frac{1}{\omega_s'}|$ hier sehr geringe Werte annimmt. Bei der Übergangsenergie ($\omega_s = \omega_2$) besitzt $\frac{1}{\omega_s'}$ einen Pol [16], [20], [21].

Die "Polfläche"

$$\Delta t = \int_{\omega_t-\varepsilon}^{\omega_t+\varepsilon} \frac{1}{|\dot{\omega}|}\, d\omega \sim \int_{\omega_t-\varepsilon}^{\omega_t+\varepsilon} \frac{1}{|\omega_s'|}\, d\omega$$

(wobei die Proportionalität streng nur für Γ = const, U_r = const gilt) charakterisiert den Zeitbedarf Δt für den Übergang über die Transitionsenergie, der im allgemeinen ebenfalls klein ist im Vergleich zum gesamten Zeitbedarf

$$T_{rep} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{|\dot{\omega}|}\, d\omega$$

für einen Beschleunigungszyklus. Daher ist bei orientierenden Berechnungen des Leistungsbedarfs (12c) und (12d) dieser Pol ebenfalls zu vernachlässigen. Dies umso mehr, als zur Beschleunigung über die Transitionsenergie ohnehin spezielle, vom Programm B abweichende Programme benutzt werden.

Oberhalb der Übergangsenergie wird die Kurve der Abb. 13 in Näherung durch die e-Funktion (17) dargestellt, so daß zumindest für diesen Bereich das Programm B mögliche Verhältnisse approximiert.

2.4 Berechnung des Leistungsbedarfs bei vorgegebenen Frequenzcharakteristiken des Anpassungsvierpols, Vergleich verschiedener Anpassungsnetzwerke

Unter einer Frequenzcharakteristik wird der auf einen beliebigen Bezugswert B normierte Betrag einer Netzwerkfunktion verstanden. Sind die Frequenzcharakteristiken der Eingangsimpedanz Z_{11} bzw. der Übertragungsimpedanz Z_{12}

$$F_{11}(\omega) = \frac{Z_{11}}{B_{11}}$$

$$F_{12}(\omega) = \frac{Z_{12}}{B_{12}}$$

des Gesamtvierpols (Abb. 1) bekannt, so kann der Leistungsbedarf (12c) bzw. (12d) bis auf den Faktor $\frac{B_{12}^2}{B_{11}}$ berechnet werden, wenn man die Spannungsausnutzung $h_{uo} \approx h_{ue} \approx 1$ nach (7) in Näherung als konstant betrachtet (die Stromaussteuerung $h_1(\theta)$ ist bei festem θ als konstant zu betrachten). Zur genaueren Berechnung der Abhängigkeit $h_{uo}(\frac{R_{1L}}{Z_{11}})$ ist nach (7) auch die Kenntnis von Z_{11} und dementsprechend von B_{11} erforderlich. Ebenso kann bei bekannter Charakteristik

$$F_A = \frac{F_{12}^2}{F_{11}} = \frac{A}{B_A}$$

der Übertragungsfunktion A die untere Grenze (12c) für den Leistungsbedarf in Näherung ($h_u \approx 1$) bis auf den Faktor $B_A = \frac{B_{12}^2}{B_{11}}$ bestimmt werden.

Zur Bestimmung der optimal erreichbaren Leistungsverhältnisse bei vorgegebener Frequenzcharakteristik und vorgegebenem HF-Programm ist es demnach ausreichend, die optimal erreichbaren Werte der Normierungsfaktoren zu bestimmen. Diese Werte können unter Benutzung der von H.W. BODE [8] angegebenen Integralbeziehungen für Betrag und Phase von Netzwerkfunktionen unabhängig von einer speziellen Struktur des RLC-Anpassungsnetzwerkes aus vorgegebenen Charakteristiken F_{11}, F_{12} bzw. F_A berechnet werden. Damit kann geprüft werden, wieweit ein vorgegebenes Netzwerk den seinen Frequenzcharakteristiken zugeordneten Grenzwert für die Normierungsfaktoren erreicht. Der Weg zur Berechnung der Grenzwerte für B_A und B_{11} wird im Anhang 1 skizziert. Dabei kann insbesondere die allgemeingültige Beziehung

$$\frac{1}{B_A} \sim (\omega_2 - \omega_1)C_r \qquad \text{(für } h_u \approx 1\text{)}$$

$$P \sim \frac{1}{B_A} \sim (\omega_2 - \omega_1)C_r$$

abgeleitet werden, die bei Überlegungen zur Aufgliederung der Beschleunigungselektroden von Bedeutung ist [16]. Dabei hängt der Proportionalitätsfaktor vom HF-Programm, den Frequenzcharakteristiken des Vierpols sowie von den Daten und dem Arbeitspunkt der Endröhre ab.

Als Frequenzcharakteristiken des Gesamtvierpols Abb. 1 werden nunmehr

$$\begin{aligned} F_{11} &= 1 \\ F_{12} &= 1 \end{aligned} \qquad \text{für } \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$$

$$\begin{aligned} F_{11} &\to 0 \\ F_{12} &\to 0 \end{aligned} \qquad \text{für } \omega < \omega_1 \text{ und } \omega_2 < \omega \qquad (18)$$

vorausgesetzt. Diese Charakteristiken werden im folgenden als Rechteckcharakteristiken bezeichnet. Sie stimmen im wesentlichen mit denen des gedämpften Zweikreis-Bandfilter-Systems überein [1], [2], [7], das beim 50 MeV FFAG-Elektronensynchrotron der MURA [2] benutzt wird. Gegenüber den idealisierten Charakteristiken (18) besitzt das beim MURA-Beschleuniger benutzte System eine gewisse Welligkeit (rund 3 db Welligkeit von Z_{12}), die über eine Reglung kompensiert wird.

Ein Vierpol mit den Charakteristiken (18) besitzt folgende technisch günstigen Eigenschaften:

1. Proportionalität zwischen der Amplitude der Eingangsspannung des Verstärkers und der Beschleunigungsspannung bei Verwendung eines normalen Breitbandverstärkers. Dabei besitzt der Proportionalitätsfaktor innerhalb des gesamten Arbeitsbandes $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ einen konstanten Wert.
2. Konstante Amplitude U_{a1} der Anodenwechselspannung bei konstanter Beschleunigungsspannung U_r und damit gemäß (15a) für HF-Programme mit $U_r(t) \approx$ const günstige Leistungsverhältnisse bei konstanter Anodengleichspannung U_{ao}.
3. Relativ geringe Anodenverlustleistung, abgesehen von Frequenzprogrammen, bei denen die Bandgrenzen stark bevorzugt sind.

Er scheint daher als Anpassungsvierpol zunächst besonders geeignet.

Der Leistungsbedarf des Systems, das beim MURA-Beschleuniger benutzt wird, kann unmittelbar aus den in [29] tabellierten Daten für das Zweikreis-Bandfilter mit 3 db Welligkeit Z_{12} berechnet werden.

Für die oben angenommenen Modellprogramme A und B berechnet man den Leistungsbedarf nach (12d) mit h_{uo} nach (7)

$$P \approx P_1\left(1 + 0{,}85\,\frac{R_{1L}}{K_{11}}\right) \quad \text{mit} \quad \begin{cases} P_1 = \dfrac{U_r^2}{h_1}(\omega_2 - \omega_1)C_r \\ K_{11} = \dfrac{1}{(\omega_2 - \omega_1)C_{11}} \end{cases} \tag{19}$$

Dieser Ausdruck ist als Kurve IIIa in Abb. 15 dargestellt. Mit Hilfe der BODEschen Beziehungen berechnet man für die Charakteristiken (18) als Optimalwerte (vgl. Anhang 1)

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1)C_{11}} \\ Z_{12} &= \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1)\sqrt{C_{11}C_r}} \qquad \text{für} \quad \omega_1 \le \omega \le \omega_2 \\ A &= \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1)C_r} \\ \varphi_{11} &= -\arcsin x \ , \end{aligned} \tag{20}$$

und entsprechend den Leistungsbedarf (12d) für die beiden Modellprogramme A und B mit h_{uo} nach (7)

$$P = 0{,}5\ P_1\ \left(1 + \frac{R_{1L}}{K_{11}}\right) \ , \tag{21}$$

der um einen Faktor 1,5 - 2 günstiger als der entsprechende Wert (19) ist. (Einen genauen Vergleich ermöglicht die Abb. 15, in der P nach (21) als Kurve I dargestellt ist.)

Ein Netzwerk, mit dem dieser Leistungswert weitgehend erreicht wird, wird unten angegeben und experimentell untersucht. Ähnlich aufgebaute Netzwerke werden seit langem bei Breitbandverstärkern benutzt (vgl. [8]), als Anpassungsnetzwerk beim Beschleuniger wurden sie bisher nicht vorgeschlagen.

Günstigere Leistungsverhältnisse sind nur zu erreichen, wenn man eine Frequenzabhängigkeit der Charakteristiken zuläßt.

Ein schwach gedämpftes Zweikreissystem mit großer Welligkeit von Z_{11} und Z_{12} wird in zwei Baustudien der MURA-Gruppe [3], [4] vorgeschlagen. Bandfilternetzwerke (Polynomvierpole [14]) mit maximal 3 Kreisen werden von F. FIEBIG [6] untersucht.

Eine Zwischenstufe zwischen dem System mit flachen Charakteristiken und ungedämpften Netzwerken mit großer Welligkeit der Charakteristiken bildet ein anderes von F. FIEBIG [6] vorgeschlagenes Netzwerk mit den Charakteristiken

$$\left.\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{1}{(\omega_2 - \omega_1)C_{11}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}} \\ Z_{12} &= \frac{\sqrt{2}}{(\omega_2 - \omega_1)\sqrt{C_{11}C_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}} \\ \varphi_{11} &= 0 \end{aligned}\right\} \text{für} \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \qquad (22)$$

Für das Programm A berechnet man für dieses Netzwerk nach (12d)

$$P = \frac{\pi}{8} P_1 \left(1 + \frac{2R_{1L}}{K_{11}}\right) \approx 0{,}4\, P_1 \left(1 + \frac{2R_{1L}}{K_{11}}\right) \qquad (23)$$

und für das Programm B (mit $\gamma = 2{,}5$)

$$P \approx 0{,}37\, P_1 \left(1 + \frac{2R_{1L}}{K_{11}}\right) . \qquad (23a)$$

Mit Hilfe der BODEschen Integralbeziehungen kann gezeigt werden, daß dieser Wert das Optimum für die (22) entsprechenden Charakteristiken

$$F_{11} = \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}} \qquad F_{12} = \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}} \qquad \text{für} \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$$

dargestellt. Der Leistungswert (23) ist in Abb. 15 als Kurve II eingetragen.

Ergebnisse der Berechnungen für völlig verlustfreie Vierpole sind in der Tabelle 1 zusammengestellt. Diesen Berechnungen lag das Hf-Programm A zugrunde. Dabei erwiesen sich Bandfilter-

netzwerke (Polynomvierpole [14], vgl. Abb. 14) als Zweikreis- und Dreikreis-System auch theoretisch als besonders günstig. Als Vierkreis-System wurde nur ein Polynomvierpol berechnet.

Die in der Tabelle 1 zusammengestellten Daten wurden auf folgendem Weg berechnet:

Die Übertragungsfunktion $A = \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}}$ nach (13) wurde mit Hilfe der Zusammenhänge zwischen den Matrizen eines RLC-Vierpols [14] durch die ausgangsseitigen Impedanzen des Gesamtvierpols Abb. 1 dargestellt. Ist $Z_2^{(\infty)}$ die ausgangsseitige Impedanz bei Leerlauf des Vierpoleingangs und $Z_2^{(o)}$ die entsprechende Impedanz bei Kurzschluß des Eingangs, so gilt

$$\underline{A} = \underline{Z_2^{(\infty)}} - \underline{Z_2^{(o)}} \quad . \tag{24}$$

Damit ist A als Differenz der Zweipolfunktionen $Z_2^{(o)}$ und $Z_2^{(\infty)}$ dargestellt. Die Pole und Nullstellen von $Z_2^{(o)}$ und $Z_2^{(\infty)}$ wurden im Rahmen der Beschränkungen, denen Pole und Nullstellen von Zweipolfunktionen unterliegen, beliebig vorgegeben, so daß A eine geforderte Anzahl von Polen erhält.

Durch die Vorgabe der Pole und Nullstellen sind die Reaktanzen $Z_2^{(o)}$ und $Z_2^{(\infty)}$ bis auf einen konstanten Faktor festgelegt. Diese Faktoren können aus dem assymptotischen Verhalten von $Z_2^{(o)}$ und $Z_2^{(\infty)}$ für $\Omega \to \infty$ bestimmt werden, wenn berücksichtigt wird, daß beide Impedanzen den Resonator als Parallelen enthalten. Anschließend wurde die Lage der Pole derart gewählt, daß sich für das Programm A der geringste mittlere Leistungsbedarf nach (12c) ergab. Für h_{uo} wurde dabei zunächst $h_{uo} = 1$ (vgl. 7) gesetzt.

Für ein Zweikreissystem ist die Berechnung des Minimums exakt durchführbar, für ein Dreikreissystem wurde das Minimum numerisch bestimmt (Berechnung des Leistungsbedarfs nach der SIMPSONschen Regel für verschiedene Pol-Nullstellen-Verteilungen von $Z_2^{(o)}$ und $Z_2^{(\infty)}$). Dabei ergab sich in beiden Fällen der günstigste mittlere Leistungsbedarf (12c) für Polynomvierpole [14], das heißt für Vierpole, bei denen die Funktionen $\frac{1}{Z_{12}}$ und $\frac{Z_{11}}{Z_{12}}$ reine Polynome einer geeignet gewählten Frequenzvariablen sind. Beim Dreikreissystem stimmt die günstigste Verte-

lung der Pole zu dem mit der Nullstellenverteilung des TSCHEBYSCHEFF-Polynoms 5ten Grades überein (T-Dimensionierung).

Als Vierkreissystem wurde nur noch ein Polynomvierpol untersucht. Als günstigste Dimensionierung von A(x) ergab sich wiederum T-Dimensionierung. Mit Hilfe der BODEschen Beziehungen konnte jeweils verifiziert werden, daß die Vierpole für die (bei festliegender Pol-Nullstellen-Verteilung) vorgegebenen Charakteristiken das Optimum für P ermöglichen. Insbesondere konnte der Wert für P bei T-Dimensionierung von A für beliebig hohe Kreiszahl mit Hilfe dieser Beziehungen bestimmt werden.

Zur Berechnung der Abhängigkeit $P(R_{iL})$ wurde wiederum die Beziehung (7) benutzt. Dabei ist ein Mittelwert von $\frac{1}{h_{uo}}$ zu berechnen, für den zur Abschätzung $\frac{1}{h_{uo}} = 1 + \frac{R_{iL}}{K_{11}}$ gesetzt wurde. Die so gewonnenen Werte für die untere Grenze (12c) des Leistungsbedarfs sind in der 2. Spalte der Tabelle 1 angegeben. Sie sind vom Zweikreissystem an praktisch konstant.

Polynomvierpole [14] können durch eine Schaltung der Struktur der Abb. 14 realisiert werden. Derartige bzw. ihnen äquivalente Netzwerke besitzen viele technische Vorzüge. Sie können unter Verwendung von $\frac{\lambda}{2}$ und $\frac{\lambda}{4}$ -Kabeln einfach hergestellt werden, sie erlauben den Einbau transformierender Glieder und sind relativ einfach abzugleichen. Sie erscheinen daher als Anpassungsnetzwerke besonders geeignet.

Bei Vorgabe der Pole von A können die Übertragungsfunktionen Z_{12} und $\frac{Z_{12}}{Z_{11}}$ bei LC-Polynomvierpolen bis auf konstante Faktoren angegeben werden. Diese Faktoren können wiederum durch Berücksichtigung des assymptotischen Verhaltens der Eingangs- und Ausgangsimpedanzen des Vierpols durch die Kapazitäten C_r und C_{11} ausgedrückt werden. Damit kann auch der Leistungsbedarf bei konstanter Anodenspannung nach (12d) berechnet werden. Durch geeignete Wahl der Polstellen von $A(\omega)$ kann dieser Ausdruck wiederum zum Minimum gemacht werden. Die so für das Modellprogramm A bestimmten Werte sowie Werte für einige andere Polverteilungen sind in der dritten Spalte der Tabelle 1 angegeben.

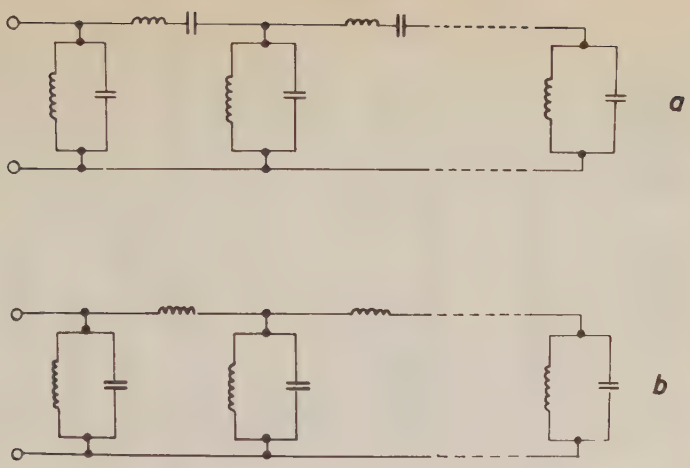

Abb. 14: Zwei Beispiele für den Aufbau eines LC-Polynomvierpols. Das Netzwerk a ist ein Polynomvierpol, wenn die Serien und Parallelkreise auf die gleiche Frequenz ω_o abgestimmt sind. Für diesen Fall sind die Charakteristiken Z_{11}/Z_{12}, $1/Z_{12}$ und $1/A$ Polynome der Frequenzvariablen $\Omega = (\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega})$. Ebenso kann das Verhalten des Netzwerks b im Durchlaßbereich in Näherung durch Polynome der Variablen Ω dargestellt werden [23]. Beim "Polynomanpassungssystem" ist der Resonator durch den letzten Parallelkreis gegeben.

Für das Zweikreis- und Dreikreis-System wurden die Bestimmungen des Minimums mit $R_{iL} = 0$ allgemein durchgeführt. Beim Vierkreis-System wurde der Pol $x_3 = 1$ vorgegeben. Bei der Bestimmung des Minimums war zunächst $h_{uo} = 1$ gesetzt. Die Abhängigkeit von R_{iL} konnte wiederum mit Hilfe von (12c) bestimmt werden.

Bei Zugrundelegung anderer HF-Programme kann die Berechnung analog durchgeführt werden. Da in den Integralen (12) kompliziertere Gewichtsfunktionen auftauchen, ist der Rechenaufwand höher und die Minima treten bei anderer Dimensionierung auf.

Der Entwurf von Polynomvierpolen der Struktur der Abb. 14a kann bei vorgegebener Polverteilung von $A(\Omega)$ durch Kettenbruchentwicklung nach CAUER (s. WUNSCH [14]) der Funktion

Tab. 1: Leistungsbedarf verschiedener Anpassungssysteme
(HF-Programm A: $|\dot{\omega}| = \text{const}$, $U_r = \text{const}$)

Typ	Mittlere Leistungsaufnahme (mit h_{uo} nach (7)) untere Grenze (12c)	Mittlere Leistungsaufnahme (mit h_{uo} nach (7)) Leistung bei konstanter Anodenspannung nach (12d)	Welligkeit $\frac{Z_{12max}}{Z_{12min}}$	Dimensionierung	dargestellt in Abb. 15 als Kurve
verlustfreies Einkreissystem	$P=0{,}5\ \tilde{P}_1(1+\frac{R_{iL}}{2\tilde{K}_{11}})$	$P=0{,}5\ \tilde{P}_1(1+\frac{R_{iL}}{2\tilde{K}_{11}})$	∞	$x_o = 0$	—
verlustfreies Zweikreissystem	$0{,}207\ P_1(1+\frac{R_{iL}}{K_{11}})$	$0{,}61\ P_1(1+0{,}5\ \frac{R_{iL}}{K_{11}})$	∞	$x_o = 0$ $x_1 = 0{,}71$	—
		$0{,}67\ P_1$	∞	$x_o = 0$ $x_1 = 1$	—
		$0{,}59\ P_1(1+0{,}37\ \frac{R_{iL}}{K_{11}})$	∞	$x_o = 0$ $x_1 = 0{,}79$	III
verlustfreies Dreikreissystem (Polynomvierpol)	$0{,}203\ P_1(1+\frac{R_{iL}}{K_{11}})$		∞	$x_o = 0$ $x_1 = 0{,}6$	V
		$0{,}53\ P_1(1+0{,}16\ \frac{R_{iL}}{K_{11}})$	∞	$x_2 = 0{,}95$	—
		$0{,}5\ P_1$	∞	$x_o = 0$ $x_1 = 0{,}71$ $x_2 = 1$	IV

Fortsetzung Seite 37

Tabelle 1, Fortsetzung:

Typ	Mittlere Leistungsaufnahme (mit h_{uo} nach (7)) untere Grenze (12c)	Leistung bei konstanter Anodenspannung nach (12d)	Welligkeit $\frac{Z_{12max}}{Z_{12min}}$	Dimensionierung	dargestellt in Abb. 15 als Kurve
verlustfreies Vierkreissystem (Polynomvierpol)	$0{,}202\ P_1(1+\frac{R_{1L}}{K_{11}})$		∞	$x_0=0 \quad x_1=0{,}435$ $x_2=0{,}78 \quad x_3=0{,}975$	—
		$0{,}48\ P_1(1+0{,}18\ \frac{R_{1L}}{K_{11}})$	∞	$x_0=0 \quad x_1=0{,}45$ $x_2=0{,}76 \quad x_3=1$	—
verlustfreier Polynomvierpol mit großer Kreiszahl	$\frac{2}{\pi^2}\ P_1(1+\frac{R_{1L}}{K_{11}})$		∞	T-Dimensionierung[1] von A	—
		$0{,}5\ P_1$	∞	T-Dimensionierung von $\frac{Z_{12}}{Z_{11}}$ U-Dimensionierung von Z_{12}	—
System mit Rechteckcharakteristik von Z_{11} und Z_{12} (18)		$0{,}5\ P_1(1+\frac{R_{1L}}{K_{11}})$	0	(Abb. 21)	I

Fortsetzung Seite 38

Tabelle 1, Fortsetzung:

Typ	Mittlere Leistungsaufnahme (mit h_{uo} nach (7)) untere Grenze (12c)	Mittlere Leistungsaufnahme (mit h_{uo} nach (7)) Leistung bei konstanter Anodenspannung nach (12d)	Welligkeit $\frac{Z_{12max}}{Z_{12min}}$	Dimensionierung	dargestellt in Abb. 15 als Kurve
Wellenparameter-system (22) [6]		$\frac{1}{8} P_1(1+2\frac{R_{iL}}{K_{11}})$	∞	(Abb. 21)	II
gedämpftes Zwei-kreissystem [2]		$P_1(1+0{,}85\frac{R_{iL}}{K_{11}})$	3 db	Zweikreisband-filter, T-Dimen-sionierung von Z_{12} für W = 3 db	IIIa

[1]) Erläuterungen: $P_1 = (\omega_2 - \omega_1)C_r \cdot U_r^2 \cdot \frac{1}{h_i(\theta)}$ $\quad K_{11} = \frac{1}{(\omega_2 - \omega_1)C_{11}}$

$\tilde{P}_1 = P_1 \cdot \frac{C_{11} + C_r}{C_r}$ $\quad \tilde{K}_{11} = K_r \frac{C_{11}}{C_{11} + C_r}$

Zusammenhang zwischen den Polstellen x_i von A und den Koppelungskoeffizienten [29] der Bandfilternetzwerke:

Zweikreis-System: $\Omega_c \cdot x_1 = k_{12}$ Dreikreis-System: $\Omega_c \cdot x_3 = k_{23}$,

$\Omega_c \cdot x_1 = \sqrt{k_{12}^2 + k_{23}^2}$

Vierkreis-System: $\Omega_c \cdot x_{1,3} = \sqrt{a \pm b}$ $\quad \Omega_c \cdot x_2 = \sqrt{k_{34}^2 + k_{23}^2}$

$2a = k_{12}^2 + k_{23}^2 + k_{34}^2$ $\quad b^2 = a^2 - k_{12}^2 \cdot k_{34}^2$

Fortsetzung Seite 39

Tabelle 1, Erläuterungen, Fortsetzung:

T-Dimensionierung von $A_1(W = \infty)$:

$$A \sim \frac{1}{\cos n\varphi} \qquad \varphi = \arccos x$$

U-Dimensionierung ($W = \infty$):

$$A \sim \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}\,\sin n\varphi}$$

$Z_{11}(\Omega)$ gelöst werden. $Z_{11}(\Omega)$ kann bis auf einen konstanten Faktor aus den Polen von A gewonnen werden. Der Entwurf eines Netzwerks der Struktur der Abb. 14b bei vorgegebener Polverteilung von A ist ebenfalls im Prinzip einfach zu lösen, da ein enger Zusammenhang zwischen den Polen und den Koppelungskoeffizienten besteht. Für das Zwei-, Drei- und Vierkreis-System ist dieser Zusammenhang in der Tabelle 1 angegeben.

Aufgrund der Beschränkungen, die durch die BODEschen Beziehungen gegeben sind, scheint auch durch Verwendung sehr komplizierter RLC-Netzwerke (Kabel und Hohlraumelemente eingeschlossen, deren Impedanzen prinzipiell durch RLC-Schaltungen mit jeder geforderten Genauigkeit angenähert werden können) keine sehr viel weitergehende Verbesserung der Leistungsverhältnisse möglich. Insbesondere bei den technisch günstigen Polynomvierpolen besteht stets eine theoretische Grenze, über die hinaus der Leistungsbedarf nicht zu verbessern ist. Überlegungen zur Auswahl optimaler Frequenzcharakteristiken, mit denen die Grenzen für den Leistungsbedarf theoretisch erreichbar sind, sind im Anhang 2 angedeutet.

Für das Programm B gelten die angegebenen Leistungswerte im wesentlichen ungeändert, wenn man die in der Tabelle 1 angegebene Dimensionierung beibehält. Durch die Anpassung der Dimensionierung an dieses oder ein anderes vorgegebenes Programm scheint eine weitere Verbesserung der Leistungsverhältnisse möglich. Ebenso kann durch die Anpassung der Charakteristiken gedämpfter Netzwerke an ein vorgegebenes HF-Programm eine Verbesserung der Leistungsverhältnisse erreicht werden. In der Abb. 15 ist der Leistungsbedarf aller oben erwähnten Anpassungs-

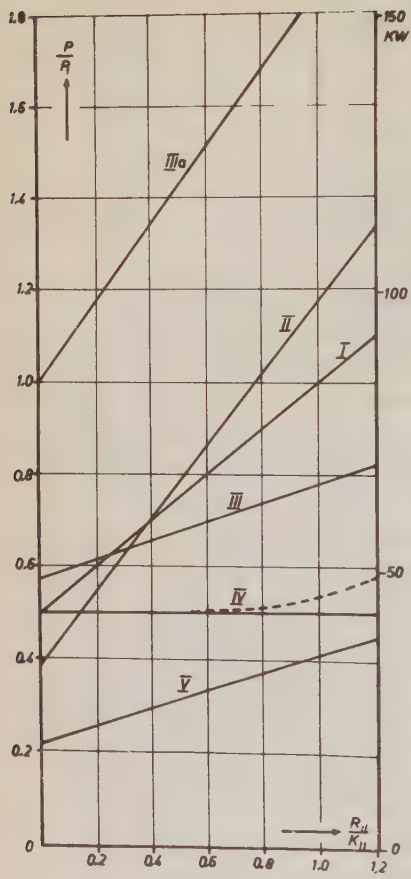

Abb. 15:

Leistungsbedarf verschiedener Anpassungsvierpole als Funktion des "Kennfaktors" R_{1L}/K_{11}
$R_{1L}/K_{11} = R_{1L}(\omega_2 - \omega_1)C_{11}$.
Die linke Achse ist in Einheiten von

$$P_1 = \frac{U_r^2}{2m_0(R_{1L}=0)}(\omega_2 - \omega_1)\cdot C_r$$

beziffert. Die rechte Achse gibt den Leistungsbedarf, wie er für den Parametersatz (25) für den geplanten Beschleuniger zu erwarten ist ($P_1 \approx 80$ kW bei B-Betrieb), wenn der Verstärker in B-Betrieb arbeitet.

I : Leistungsbedarf für das System mit Rechteckcharakteristik von Z_{11} und Z_{12} nach (21).

II : Leistungsbedarf für das "Wellenparametersystem" nach FIEBIG [6] gemäß (23).

IIIa: Leistungsbedarf für das gedämpfte Zweikreissystem (3 db Z_{12}-Welligkeit) [1], [2] gemäß (19)

III : Leistungsbedarf für das ungedämpfte Zweikreissystem bei konstanter Anodenspannung U_{ao}.

IV : Leistungsbedarf für das verlustfreie Dreikreissystem bei konstanter Anodenspannung, durchgezogene Kurve: 0-te Näherung, gestrichelter Ast: exaktere Abschätzung.

V : Leistungsbedarf nach (12c) (untere Grenze) für das ungedämpfte Dreikreissystem.

In [1] und [5] ist auch eine größere Z_{12}-Welligkeit als 3 db für das Zweikreissystem vorgeschlagen. Der Leistungsbedarf liegt in diesem Fall im Gebiet zwischen den Kurven IIIa und III. Die Kurven gelten exakt für das einfache Frequenzprogramm A . Für das Programm B ergibt sich (bis auf rund 5 %) der gleiche Leistungsbedarf für die Systeme III und IV, wenn die in der Tabelle 1 angegebene Dimensionierung beibehalten wird. Durch Anpassung der Dimensionierung an das HF-Programm kann der Leistungsbedarf der LC-Systeme (Kurve III - V) möglicherweise verringert werden; die Kurven I und IIIa gelten unabhängig vom Frequenzprogramm, das System II hat beim Programm B bestenfalls um 15 % günstigere mittlere Leistungsverhältnisse, wenn $\vartheta = 2{,}5$ ist.

netzwerke als Funktion der Größe R_{1L}/K_{11} dargestellt. Die rechte senkrechte Achse ist nach dem Leistungsbedarf beziffert, wie er für das geplante 150 MeV FFAG-Elektronensynchrotron [16], [20] für den folgenden Parametersatz zu erwarten ist:

$$\begin{aligned} U_r &= 1{,}4 \text{ kV} \\ C_r &= 950 \text{ pF} \\ \omega_1 &= 2\pi \ 25 \text{ MHz} \\ \omega_2 &= 2\pi \ 36 \text{ MHz} \end{aligned} \tag{25}$$

2.3 Diskussion der Ergebnisse der Berechnungen

Die oben beschriebenen Berechnungen lassen zwei extreme Typen von Anpassungsnetzwerken zweckmäßig erscheinen. Der für das Programm A berechnete Leistungsbedarf verschiedener Vertreter dieser Netzwerktypen ist in Abb. 15 dargestellt.

Netzwerke vom ersten Typ (Kurve I, II, IIIa, Abb. 15) enthalten Dämpfungswiderstände, durch die die Charakteristiken des Systems (insbesondere die Frequenzcharakteristik der Eingangs- und Übertragungsimpedanz des Gesamtvierpols Abb. 1) geebnet werden.

Systeme mit geebneten Charakteristiken, bei denen die Dämpfungswiderstände dem Resonator unmittelbar parallel geschaltet sind, arbeiten unwirtschaftlich gegenüber "optimalen" Vierpolen mit ähnlicher Charakteristik, bei denen die Dämpfungswiderstände über ein "Abschlußnetzwerk" an den Resonator gekoppelt werden. Das Zweikreis-Bandfilternetzwerk, das beim 50 MeV-Beschleuniger der MURA benutzt wird (Kurve IIIa, Abb. 15), besitzt gegenüber dem "optimalen" System mit flachen Charakteristiken (Kurve I, Abb. 15) ($W < 1$ db) nach den Berechnungen einen um den Faktor 1,8 - 2 höheren Leistungsbedarf.

Neben Systemen mit geebneten Charakteristiken bilden weitgehend ungedämpfte Systeme (Kurve III, IV, V, Abb. 15) den anderen Extremfall. Sie scheinen von allen RLC-Vierpolen den günstigsten Mittelwert der Übertragungsfunktion $1/A = Z_{11}/Z_{12}^2$ zu ermöglichen, der eine untere Grenze für den Leistungsbedarf setzt. Andererseits erfordern derartige Netzwerke im allgemeinen Fall besondere Maßnahmen zur Kompensation der starken Fre-

quenzabhängigkeit von Z_{12}.

Für den Leistungsbedarf der schwach gedämpften Systeme wurde ein höher gelegener Wert ("Leistungsbedarf bei konstanter Anodenspannung" nach (12d)) (Kurve III und IV, Abb. 15) und eine untere Grenze (Kurve V) abgeschätzt. Der höher gelegene Wert gibt den Leistungsbedarf für das Programm A, wie er beim Betrieb des Verstärkers mit konstanter Anodenspannung unter ungünstigen Bedingungen zu erwarten ist. Die theoretische untere Grenze ist beim gleichen HF-Programm nur bei Anodenmodulation über einen Modulationsverstärker mit sehr hohem Wirkungsgrad zu erreichen.

Im Gegensatz zu den Systemen mit geebneter Charakteristik sind die verlustfreien Systeme durch eine sehr geringe Zunahme des Leistungsbedarfs bei konstanter Anodenspannung nach (12d) mit dem Innenwiderstand R_{iL} der Endröhre ausgezeichnet. Nur bei vernachlässigbarem Leistungsinnenwiderstand stimmt die obere Grenze des Dreikreissystems mit dem Leistungsbedarf des Systems mit "rechteckigen" Frequenzcharakteristiken überein. Bei Betriebsbedingungen mit $R_{iL}/K_{11} = R_{iL}\cdot(\omega_2 - \omega_1)\cdot C_{11} \approx 0{,}3 - 0{,}6$ liegt der nach (12d) berechnete Leistungsbedarf des LC-Dreikreissystems (Kurve IV, Abb. 15) bereits um den Faktor 1,3 - 1,6 günstiger.

Darüber hinaus bietet sich beim LC-Dreikreissystem die Möglichkeit, den Leistungsbedarf durch überspannten Betrieb des Verstärkers bei einzelnen Frequenzen oder durch Reduktion der Beschleunigungsspannung bei diesen Frequenzen über diese Grenze hinaus zu verbessern.

Im Extremfall kann so der Leistungsbedarf bis an die untere Grenze herabgesetzt werden, die maximal um einen Faktor 2,45 günstiger ist als die nach (12d) berechnete Grenze. Ein sehr viel geringerer Wert für die untere Grenze scheint auch bei beliebig komplizierten RLC-Vierpolen nicht erreichbar.

Beim Betrieb mit modulierter Anodenspannung bestehen für die Programme A und B im wesentlichen die gleichen Grenzen für den Leistungsbedarf, wenn man einen mittleren Wirkungsgrad des Modulationsverstärkers von 50 % annimmt. Durch die Ausnutzung der Möglichkeiten der Anodenimpulsverformung bei komplexen Eingangswiderstand Z_{11} des Netzwerkes (vgl. Abschnitt 2.2)

wäre bei extrem verlustfreien LC-Systemen eine Verbesserung um rund 1,5, beim System mit flachen Charakteristiken dagegen eine geringere Verbesserung der Leistungsverhältnisse möglich. Diese Tatsache läßt die Anodenmodulation der Endröhre und den damit verbundenen Aufwand rein aus Gründen der Leistungseinsparung nicht sinnvoll erscheinen.

Neben dem linear arbeitenden Systemen und den weitgehend verlustfreien Systemen ist eine breite Skala von "Zwischenmöglichkeiten" denkbar. Ein Beispiel bildet das von F. FIEBIG [6] vorgeschlagene "Wellenparametersystem" (Kurve II, Abb. 15) mit den Charakteristiken (22). Für das HF-Programm A besitzt dieses System bei vernachlässigbarem Innenwiderstand R_{iL} etwas günstigere Leistungsverhältnisse als das linear arbeitende System mit "rechteckförmigen" Charakteristiken. Bei konstanter Anodenspannung ist die Abnahme des Wirkungsgrades mit R_{iL}/K_{11} jedoch doppelt so stark, so daß sich im Endeffekt nur bei geringem Leistungsinnenwiderstand bzw. bei geringer Bandbreite ($R_{iL} \cdot (\omega_2 - \omega_1)\, C_{11} \leq 0{,}4$) etwas günstigere Leistungswerte des Wellenparametersystems ergeben.

Eine Entscheidung zwischen dem System mit rechteckförmigen oder stark frequenzabhängigen Charakteristiken hängt bei kleiner Bandbreite und geringem Innenwiderstand R_{iL} weitgehend davon ab, wieweit durch den überspannten Betrieb bei einzelnen Frequenzen der Leistungsbedarf des LC-Dreikreissystems gegenüber der oberen Grenze verbessert werden kann. Für den geplanten Beschleuniger ($R_{iL}/K_{11} > 0{,}4$ für $R_{iL} \cdot C_{11} \geq 6 \cdot 10^3$ Ohm·pF) läßt das LC-System in jedem Fall günstigere Leistungsverhältnisse erwarten als das „linear" arbeitende Rechtecksystem.

Die an der Abb. 15 angegebenen Leistungswerte gelten zunächst nur für das Programm A. Sie bleiben jedoch im wesentlichen erhalten, wenn man mit den Anpassungsnetzwerken die dem Programm A angepaßt sind, nach dem Programm B, d.h. mit exponentialförmiger Frequenzvariation $\dot{\omega}(\omega)$ arbeitet. Diese Arbeitsweise entspricht eher den Verhältnissen wie sie beim Beschleuniger vorliegen. Durch die Anpassung der Vierpolcharakteristiken an dieses exponentielle Frequenzprogramm scheint eine weitergehende Verbesserung der Leistungsverhältnisse möglich. Die Entscheidung

zwischen Vierpolen mit geebneter oder stark frequenzabhängiger Charakteristik hängt auch in diesem Fall im wesentlichen von den gleichen Faktoren ab wie bei Vierpolen, die dem einfachen Programm A angepaßt sind.

Durch die Anpassung des Amplitudenprogramms an die Vierpolcharakteristik kann für die Einhaltung der Bedingung (15a) gesorgt werden, wodurch für extrem verlustfreie Systeme auch beim Betrieb des Verstärkers mit konstanter Anodenspannung die untere Grenze für den Leistungsbedarf erreicht wird. In der Praxis ist jedoch stets eine gewisse Dämpfung vorzusehen, da nur endliche Z_{12}-Welligkeiten ausgeglichen werden können. Dadurch verschiebt sich die untere Grenze in Richtung auf höhere Leistungswerte.

Die Ergebnisse der Berechnungen ließen es sinnvoll erscheinen, einen Vierpol mit rechteckförmigen Charakteristiken experimentell mit einem schwach gedämpften Dreikreissystem zu vergleichen.

3. Experimentelle Untersuchungen

3.1 Meßanordnung und Ziel der experimentellen Untersuchungen

3.1.1 Aufbau und Funktion des Modellsystems

Zur Prüfung der Theorie der Breitbandanpassung und zur Untersuchung der technischen Realisierbarkeit der Funktionsgruppen (Vorverstärker, Endstufe, Anpassungsvierpol, Resonator) des Leistungsteiles für das HF-System eines geplanten Beschleunigers [21], [16] wurden Modellmessungen bei einem Leistungsniveau von ca. 5 Watt durchgeführt. Die Baugruppen wurden als Modell des Endverstärkers und des Anpassungssystems für das geplante 150 MeV FFAG-Elektronensynchrotron ausgelegt. Sie konnten in einem späteren Stadium der Untersuchungen mit den von RUDLOFF [16] gebauten Modellen des Frequenz- und Amplitudengenerators zu einem Gesamtmodell des HF-Systems zusammengeschaltet werden [16]. Ein vereinfachtes Blockschaltbild der Gesamtanordnung ist in Abb. 16 wiedergegeben.

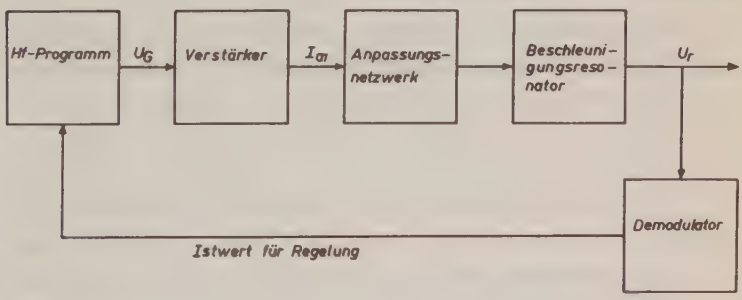

Abb. 16: Vereinfachtes Blockschaltbild des HF-Systems für ein geplantes 150 MeV FFAG-Elektronensynchrotron. Modelle des Frequenz- und Amplitudengenerators (Baueinheit "HF-Programm") einschließlich der Amplitudendemodulation und Regelung wurden von W. RUDLOFF [16] gebaut und untersucht, die Modelle der übrigen Baugruppen werden in der vorliegenden Arbeit besprochen

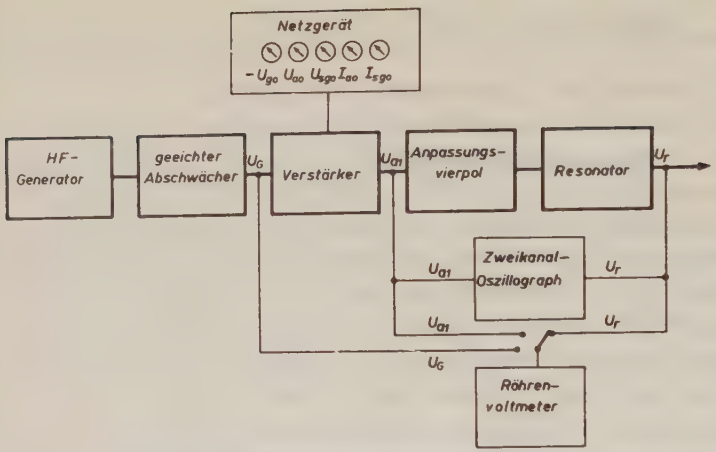

Abb. 17: Blockschaltbild der Meßanordnung zum Abgleich der Vierpole und zur Messung der Leistungsverhältnisse.

Ein Blockschaltbild der Modellanordnung, mit der der Leistungsbedarf der untersuchten Anpassungsvierpole gemessen wurde, ist in der Abb. 17 wiedergegeben.

Als Modell der Beschleunigungselektroden wurde das 1 : 1-Modell eines $\frac{\lambda}{4}$-Gegentaktresonators benutzt [7]. Im Schnitt r = const hat dieser Resonator die in Abb. 18 dargestellte Form.

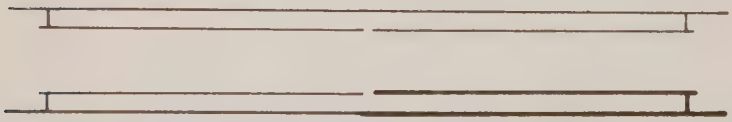

Abb. 18: Aufbau des $\lambda/4$-Gegentaktresonators. Schnitt r = const, abgerollt. Bei vielen Messungen wurde nur der stark ausgezogen dargestellte Teilresonator benutzt.

Ein Großteil der Messungen wurde mit Hilfe des in Abb. 18 stark ausgezogen dargestellten Teilresonators durchgeführt. Da die dünner gezeichneten Teile parallel, bzw. in Gegentakt hierzu zu schalten sind, besitzt der Teilresonator - abgesehen vom geringfügigen Einfluß der Streufelder an den Elektrondenrändern - das gleiche Frequenzverhalten wie das Gesamtsystem. Diese Tatsache wurde auch experimentell verifiziert. Bei Benutzung des offenen Systems waren alle experimentellen Arbeiten wesentlich erleichtert.

Als Modell des Leistungsverstärkers wurde ein zweistufiger Breitbandverstärker gebaut, der unten beschrieben wird. Beim Abgleich der Netzwerke und bei der Messung der Leistungsverhältnisse wurde wahlweise der mit 50 Hz gewobbelte HF-Generator eines Breitbandoszillographen (Polyskop, Firma Rohde und Schwarz) oder ein nicht gewobbelter Generator mit wählbarer Frequenz (Typ LMS 68 mit Einschub LO-4, Firma Wandel und Goltermann) benutzt.

Die Frequenzcharakteristik der Spannung an allen gewünschten Stellen des Systems konnte mit Hilfe des Polyskops in Wobbelmeßtechnik oszillographisch aufgenommen werden. Die HF-Amplituden konnten mit Hilfe eines Millivoltmeters (Typ URV BN 1091, Firma Rohde und Schwarz) sowie mit Hilfe eines zweiten Oszillographen (Tektronix 581) gemessen werden, der es außerdem gestattete, auch das hochfrequente Zeitverhalten der Spannungen aufzunehmen.

Um eine unerwünschte Beeinflussung des Systems durch die Messung zu vermeiden, wurden die Sonden über genügend kleine Kapazitäten an die Meßstelle gekoppelt und durch Variation des Koppelungsgrades verifiziert, daß keine meßbare Beeinflussung des Frequenzverhaltens stattfand. Bei einigen Messungen war eine festere Sondenkoppelung vorteilhaft oder unumgänglich. In diesen Fällen wurde der Meßfühler vor dem Abgleich in das System eingebaut und seine Kapazität in geeignete Kreiskapazitäten einbezogen. Es wurde jedoch weiterhin darauf geachtet, daß die durch die Sonde verursachte Dämpfung vernachlässigbar blieb.

Zur Bestimmung der Leistungsaufnahme wurden die Gleichströme und -Spannungen der Endröhre gemessen. Gegenüber früheren Messungen [7], bei denen die in den Dämpfungswiderständen umgesetzte Leistung als Maß für den Leistungsbedarf benutzt wurde, ist damit eine quantitative Größe zum Vergleich verschiedener Anpassungssysteme hinsichtlich ihrer Leistungsbilanz gegeben, die den Wirkungsgrad der Endröhre mitberücksichtigt und auch beim verlustfreien System ihre Gültigkeit behält.

Im einzelnen verfolgten die Messungen folgendes Ziel:

1. Prüfung der Theorie der Breitbandanpassung.
2. Experimentelle Bestimmung der optimalen Arbeitsverhältnisse für verschiedene Anpassungssysteme.
3. Vergleich von Systemen mit flacher und stark frequenzabhängiger Charakteristik hinsichtlich ihres Leistungsbedarfs und der technischen Realisierbarkeit für den geplanten Beschleuniger.

3.1.2 Aufbau des Modell-Verstärkers

Als Modell des Leistungsverstärkers wurde ein zweistufiger Breitbandverstärker gebaut. Er besteht aus einer Eingangsstufe in Gitterbasisschaltung, einem Zwischenstufennetzwerk mit Rechteckcharakteristik der Übertragungsimpedanz und der Endstufe (vgl. Abb. 19).

Um den Frequenzgang des Anpassungsnetzwerkes unabhängig vom Frequenzgang des Verstärkers messen zu können, wurde der Verstärker für einen Frequenzbereich von 20 - 40 MHz bei einer Welligkeit der Verstärkung (vom Eingang bis zum Gitter der Endstufe) von weniger als 1 % entworfen und abgeglichen. Die Frequenzcharakteristik der Verstärkung (Amplitude am Gitter der Endröhre bei konstanter HF-Amplitude am Eingang) ist in Abb. 20 wiedergegeben. Beim Leistungsverstärker des Beschleunigers wird im Gegensatz hierzu die Bandbreite nicht wesentlich größer als die des Gesamtsystems zu wählen sein.

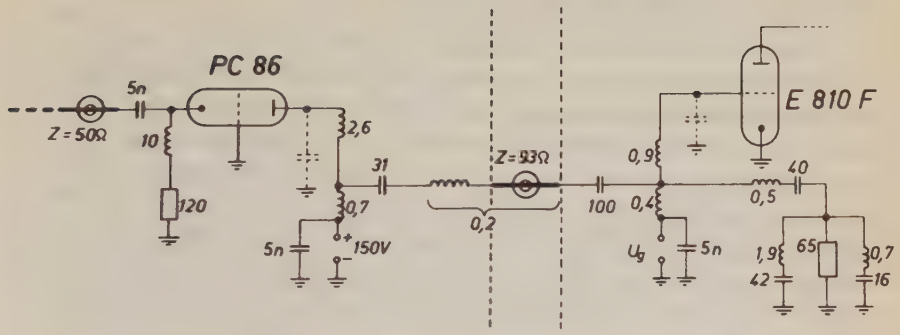

Abb. 19: Aufbau des Modellverstärkers. Kapazitäten, soweit nicht besonders gekennzeichnet in pF, Induktivitäten in µH, Widerstände in Ohm.

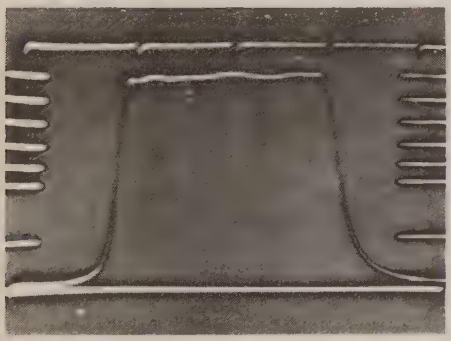

Abb. 20:

Frequenzcharakteristik der Verstärkung des Modellverstärkers. Amplitude der HF-Spannung am Gitter der E 810 F bei konstanter Eingangsspannung. Frequenzmarken auf der waagerechten Linie bei 10, 20 ... 50 MHz. Marken am Rand: 0,1,2 ... 5 und 10 db unter dem Maximum der Rechteck-Kurve.

Die Eingangsstufe ist mit einer UHF-Triode passender Steilheit (PC 86, S = 14 mA/V) bestückt, so daß die Eingangsimpedanz $Z \approx \frac{1}{S}$ dem Wellenwiderstand der Zuleitung angepaßt ist.

Das Netzwerk zwischen Vor- und Endstufe ist aus einem Bandpaß-π-Glied abgeleitet und wird mit einem m-abgeleiteten Glied [24], [25] abgeschlossen. Um eine Impedanztransformation zwischen Anoden- und Gitterkreis zu erreichen, und zugleich günstige

Werte für die Schaltelemente zu ermöglichen, wird der Längszweig des π-Gliedes und das Abschlußglied in Anzapfungen der Anoden- und Gitterspule angekoppelt.

Die Endstufe ist mit einer Pentode bestückt (E 810 F), die als "5-Watt-Modell" einer Sendepentode oder -Tetrode betrachtet werden kann. Im Gegensatz zum Hochleistungsverstärker arbeitet das Modellsystem "hochohmig". Das Verhältnis von Anodenspannung zu Anodenstrom liegt in der Größenordnung von 25 kΩ, gegenüber Werten von 1 - 5 kΩ bei 50-kW-Tetroden. Dies wirkt sich auf den Ausbau der Netzwerke aus. Beim Modell werden an vielen Stellen konzentrierte Induktivitäten und Kapazitäten benutzt, die beim Hochleistungsverstärker durch Topfkreise und Leitungsresonatoren zu ersetzen sind.

In den Leistungsbedarf gehen die Röhrendaten über das Verhältnis $R_{iL}/K_{11} = R_{iL} \cdot C_{11}$ $(\omega_2 - \omega_1)$ ein (vgl. Abb. 15). Beim Modellsystem ergibt sich bei einer Streukapazität des Anodenkreises von 10 pF ein Kennfaktor $R_{iL} \cdot C_{11} = 6500$ Ω pF ($R_{iL} = 650$ Ω bei $U_{sg} = 150$ V) von der gleichen Größenordnung wie sie bei Hochleistungstetroden zu erwarten ist, wenn man $C_{11} = 150 - 200$ pF und $R_{iL} = 20 - 40$ Ω annimmt.

Das Verhältnis der zulässigen Grenzwerte von Schirmgitterleistung zu Anodenverlustleistung liegt für die E 810 F bei 1 : 5 und damit wesentlich höher als bei Hochleistungstetroden ($Q_{sg} : Q_a = 1 : 10 - 1 : 50$). Dadurch war bei den Modellversuchen eine stärkere Aussteuerung in den Nichtlinearitätsbereich $h_u > h_{uo}$ (Abb. 8) möglich, in dem eine günstige Aussteuerung der Gesamtleistung möglich ist.

Die Endröhre wurde bei allen Messungen mit fester Gittervorspannung - U_{go} betrieben. Dabei nimmt der Stromflußwinkel bei C-Betrieb mit der Gitterwechselspannung U_{g1} zu und wird von der Aussteuerung abhängig. Experimentell konnte kein wesentlicher Verlust der Linearität nachgewiesen werden. Der Betrieb mit konstantem Stromflußwinkel, der im allgemeinen eine geeignete automatische Vorspannungserzeugung notwendig macht, ist daher, von Ausnahmen abgesehen, als ungünstiger zu betrachten.

Der Arbeitspunkt wurde auch bei C-Betrieb so gewählt, daß keine (B_1- bzw. C_1-Betrieb) oder nur eine schwache Aussteuerung

in Gebiete positiven Gitterpotentials stattfand. Bei stärkerer Aussteuerung in positive u_g-Bereiche wird die Frequenzcharakteristik des Netzwerkes zwischen Vor- und Endstufe aussteuerungsabhängig verfälscht. Solange daher Tetroden zur Verfügung stehen, die im B_1 bzw. C_1-Betrieb genügende Leistung abgeben, wird man derartige Tetroden für den Breitband-Leistungsverstärker bevorzugen.

Bei Sendetrioden ist demgegenüber stets bis weit in positive Gitterbereiche auszusteuern. Die höhere Kathoden-Anodenkapazität macht außerdem bei Trioden in vielen Fällen eine Neutralisation erforderlich. Vorteilhaft ist gegenüber Tetroden die teilweise geringere Gitter- und Anodenkapazität.

3.1.3 Aufbau und Abgleich der Anpassungsnetzwerke

Die benutzten Anpassungsnetzwerke lassen sich aus Bandpaßketten mit LC-Parallelkreisen in den Querzweigen und LC-Serienkreisen in den Langszweigen ableiten (Abb. 14a). Außer der Verbesserung der Leistungsbilanz hat das Netzwerk die folgenden, an das Anpassungssystem gestellten Forderungen zu gewährleisten bzw. zu ermöglichen:

1. Konstanz der Spannung über den Beschleunigungsspalt.
2. Räumliche Trennung von Verstärker, Resonator und eventuell erforderlichen Abschlußwiderständen durch Einbau von Kabeln in den Vierpol.
3. Verwendung von Kabeln mit vorgegebenem Wellenwiderstand (z.B. Z = 50 Ω für alle verwendeten Kabel).
4. Technisch günstige Werte für die im Vierpol verwendeten RLC-Elemente, in die Streukapazitäten und -Induktivitäten mit einbezogen werden können.
5. Transformation des Eingangswiderstandes auf den durch Röhren- und Schaltkapazitäten vorgegebenen Maximalwert.
6. Aussiebung höherer Resonanzen.
7. Vermeidung von HF-Abstrahlung und übermäßiger Wärmeentwicklung.
8. Hohe Betriebssicherheit auch im Dauerversuch.

Die Spannungskonstanz konnte durch die in [7] beschriebene kapazitive Teilankoppelung bis auf ± 3 % errreicht werden.

$\frac{\lambda}{2}$ -Kabel können in vielen Fällen in den Vierpol eingebaut werden, indem man LC-Serienkreise durch $\frac{\lambda}{2}$ -Kabel mit geeignetem Wellenwiderstand ersetzt.

Ein $\frac{\lambda}{2}$ -Kabel mit vor-oder nachgeschaltetem LC-Serienkreis kann innerhalb gewisser Grenzen als $\frac{\lambda}{2}$ -Kabel mit modifiziertem Z-Wert betrachtet werden. Dadurch wird die Forderung 3 erleichtert.

Ähnlich können $\frac{\lambda}{4}$ -Kabel in die Längs- und Querzweige des Netzwerkes eingebaut werden. In den Querzweigen ersetzen sie LC-Parallelkreise, in den Längszweigen verhalten sie sich näherungsweise wie ein transformierendes Bandpaßglied. Durch Vor- und Nachschalten von LC-Kreisen kann der effektive Wellenwiderstand variiert werden. Ebenso können andere Leitungs- und Hohlraumelemente benutzt werden, die in der Literatur [26], [27], [28], [29] über Filter- und Transformationsschaltungen für hohe Frequenzen beschrieben werden.

Zur Widerstandstransformation eignen sich $\frac{\lambda}{4}$ -Kabel, Hohlraumresonatoren mit kapazitiver oder induktiver Teilankoppelung sowie transformierende Bandpaßglieder aus lokalisierten Elementen [24]. In vielen Fällen erweist es sich als günstig, an mehreren Stellen des Netzwerks eine Impedanztransformation in Aufwärts- oder Abwärtsrichtung vorzunehmen. Dadurch können Teilglieder des Netzwerks für ein Impedanzniveau ausgelegt werden, das die Einhaltung der oben formulierten Bedingungen erleichtert.

Zur Aussiebung höherer Harmonischer des Anodenstromes und des Teilchenstrahlstromes sind zweckmäßig lokalisierte LC-Elemente in den Vierpol einzubauen, die im Gegensatz zu Hohlraumresonatoren und Kabeln im Vergleich zur Grundfrequenz erst bei sehr hohen Frequenzen höhere Resonanzen besitzen.

Probleme der HF-Abstrahlung und Erwärmung waren beim 5-Watt-Modell von geringerer Bedeutung. Es konnten an vielen Stellen des Vierpols Spulen mit HF-Kern verwandt werden. Sie sind bei einem 50 kW-System durch Luftspulen oder andere oben erwähnte Schaltelemente zu ersetzen. Dies dürfte möglich sein, da ein solches System "niederohmiger" und dementsprechend mit geringe-

ren Induktivitäten arbeitet. Beim Entwurf der Netzwerke wurde jedoch stets darauf geachtet, daß die Schaltungen auf die Verhältnisse bei hohem Leistungsniveau übersetzbar sind und dort auch den Anforderungen 7 und 8 vollauf genügen.

Da die praktischen Werte der Schaltelemente aufgrund der Streukapazitäten und -Induktivitäen von den vorausberechneten Werten abweichen, wurden die Schaltungen aus überschlägig bestimmten Elementen aufgebaut, und derart abgeglichen, daß die Frequenzcharakteristik an repräsentativen Stellen des Systems mit den geforderten Charakteristiken übereinstimmt. Dazu war der Kennwiderstand ($K = \sqrt{\frac{L}{C}}$) und die Eigenfrequenz jedes einzelnen Kreises abzustimmen, mit Ausnahme des Resonators, der als Bezugskreis gewählt wurde.

Selbst bei einem Fünfkreis-Bandfilter ist der Abgleich in Wobbelmeßtechnik mit tragbarem Aufwand durchführbar und dürfte direkter zum Ziel führen als der Aufbau aus möglichst genau vorausberechneten Elementen, bei denen nur ein geringer Feinabgleich einzelner Kreise übrigbleibt.

3.1.4 Messung des Leistungsumsatzes, Fehlergrenzen und Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse

Der Leistungsumsatz konnte mit der in Abb. 17 dargestellten Anordnung sowohl in Wobbelmeßtechnik mit dem Sender des Polyskops als HF-Generator als auch für jede Frequenz einzeln mit dem nicht gewobbelten Meßsender oder dem Generator des Polyskops bei sehr gering eingestelltem Frequenzhub gemessen werden. Die Messung erfolgte in folgenden Schritten:

1. Am Netzgerät wurden definierte Elektrodenpotentiale U_{ao}, U_{sgo} und U_{go} der Endröhre eingestellt.
2. Der HF-Generator wurde auf die gewünschte Frequenz bzw. den gewünschten Frequenzbereich eingeregelt.
3. Mit Hilfe des Abschwächers wurde eine definierte Amplitude U_r der Beschleunigungsspannung eingestellt, die mit Hilfe des Oszillographen sowie mit dem HF-Voltmeter abgelesen werden konnte.
4. Am Netzgerät wurden die Röhrengleichströme I_{ao}, I_{sgo} abgelesen und die Leistungsaufnahme $P = U_{ao} \cdot I_{ao} + U_{sgo} \cdot I_{sgo}$ der Endröhre berechnet.

5. Aus den Werten für U_r und P wurde der "Leistungsbedarf" $G(f) = \frac{2P}{U_r^2}$ (Äquivalentleitwert), bzw. der Mittelwert dieser Größe für den entsprechenden Frequenzbereich bei gewobbeltem Betrieb bestimmt. Je nach dem Ziel der Meßreihe konnten die einzelnen Parameter U_{ao}, U_{sgo}, U_r, f und Δf variiert werden.

Weitere Einzelheiten werden im Zusammenhang mit den Messungen an speziellen Vierpolen diskutiert.

Als hauptsächliche Fehlerquelle bei der Messung des Leistungsbedarfs mit der Anordnung der Abb. 17 tritt die Ungenauigkeit bei der Bestimmung der Resonatorspannung U_r in Erscheinung: Mit Hilfe des Oszillographen (Tektronix 581) konnte die Amplitude bestenfalls auf $\pm$ 3 % genau abgelesen werden. Neben der Ableseungenauigkeit, die durch mehrfache Messung ausgemittelt werden kann, tritt als systematische Fehlerquelle die Frequenz- und Amplitudenabhängigkeit der Anzeige auf. Der Gesamtfehler wurde durch Vergleich der Meßwerte für die Ausgangsspannung des Festfrequenzgenerators, die vom Röhrenvoltmeter und vom Oszillographen abgelesen wurden, auf $\pm$ 5 % bestimmt.

Die Ableseungenauigkeit des Röhrenvoltmeters ist weitaus geringer. Systematische Fehler bei der Amplitudenmessung mit diesem Gerät treten einerseits durch Ungenauigkeiten der Eichung und andererseits auf, wenn oberwellenhaltige Wechselströme vorliegen, insbesondere auch bei gepulstem Betrieb. Durch Vergleich mit der Eichung des Festfrequenzgenerators konnten die Gesamtfehler auf $\pm$ 3 % für die Amplitudenmessung in Festfrequenztechnik abgeschätzt werden.

Aufgrund dieser Ungenauigkeiten bei der Amplitudenmessung ist daher für die in Wobbelmeßtechnik bestimmten Meßwerte, bei denen der Oszillograph zur Amplitudenmessung benutzt wurde, mit einem maximalen Fehler von $\pm$ 10 % für den Leistungsbedarf $P \sim U_r^2$ zu rechnen. Bei Messungen mit Hilfe des Festfrequenzgenerators, bei denen die Amplitude U_r mit dem Millivoltmeter bestimmt wurde, ist mit einem maximalen Fehlerbereich von $\pm$ 6 % zu rechnen. Der Vergleich einzelner in Wobbel- und Festfrequenztechnik bestimmter Leistungswerte zeigte jedoch im Mittel eine Übereinstimmung bis

auf 5 %, wobei der gemessene Leistungsbedarf bei Verwendung des Festfrequenzgenerators stets etwas niedriger lag.

Neben den Ungenauigkeiten in der Bestimmung von U_r, die quadratisch in den Fehler für P eingehen, sind alle weiteren Fehler vernachlässigbar (Inkonstanzen und Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Arbeitsfrequenz, bzw. des Frequenzbereiches kleiner als ingesamt 0,5 %, Ungenauigkeiten und Inkonstanzen der Röhrengleichströme und -Spannungen kleiner als ingesamt 1 %).

Die Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse wurde durch mehrfache Messung nach Austausch einzelner Funktionsgruppen, insbesondere auch der Röhren des Verstärkers, geprüft. Nach Ausmittelung statistischer Fehler (Ableseungenauigkeiten) war die Reproduzierbarkeit der gemessenen Leistungswerte besser als $\pm$ 2 %.

Nach längerem Betrieb, insbesondere nach kurzzeitiger Überlastung zeigte sich ein Steilheitsverlust der Endröhre, der eine höhere Eingangsspannung erforderlich machte. Der Leistungsbedarf der Endröhre blieb hiervon innerhalb weiter Grenzen unbeeinflußt.

Aufgrund dieser Ergebnisse ist mit einem maximalen Gesamtfehler von $\pm$ 10 % und einem mittleren Gesamtfehler von $\pm$ 5 % für die gemessenen Leistungswerte zu rechnen.

3.2 Messungen an einem Anpassungssystem mit flachen Charakteristiken

3.2.1 Aufbau und Abgleich des Netzwerkes

Die Frequenzcharakteristiken des optimalen Vierpols mit Rechteckcharakteristik der Übertragungs- und Eingangsimpedanz wurden im Abschnitt 2.4 berechnet. LC-Netzwerke mit den Charakteristiken (20) sind bekannt und werden seit etwa 1930 in Breitbandverstärkern benutzt [8]. Für den Bandpaßfall können sie durch eine Kette aus π-Gliedern der in Abb. 21 skizzierten Struktur realisiert werden. Dabei sind die Elemente der Serienkreise(L_1, C_1), solange man von einer Impedanztransformation absieht, einander gleich. Ebenso sind für diesen Fall gleiche Elemente (L_2, C_2) in den Parallelkreisen vorzusehen, mit Ausnahme des Abschluß-

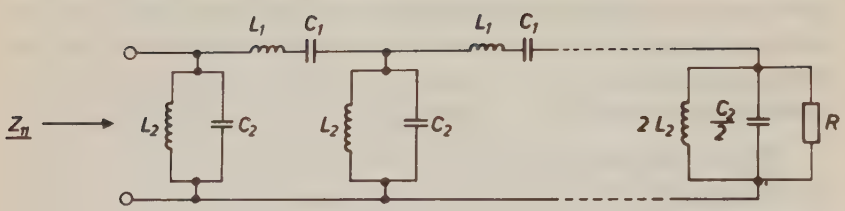

Abb. 21: Prinzipschaltbild eines Vierpols mit Rechteckcharakteristik von Z_{11} und Z_{12}. Der Beschleunigungsresonator bildet einen der Parallelkreise ($C_2 = C_r$). Wird der Abschlußkreis, der den Widerstand R enthält, durch den Resonator gebildet ($1/2\ C_2 = C_r$), so ist das Impedanzniveau ($R \sim 1/C_2$) um den Faktor 2 erniedrigt und der Leistungsbedarf entsprechend erhöht.

kreises, der die Elemente $2\ L_2$, $1/2\ C_2$ und den Abschlußwiderstand R enthält. Es gelten die folgenden Dimensionierungsvorschriften [25], [29]:

$$R = \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1)C_2} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = Z_{12} = Z_{11}$$

$$\omega_0^2 = \omega_1\,\omega_2 = \frac{1}{L_1\,C_1} = \frac{1}{L_2\,C_2}$$

Eingangs- und Übertragungsimpedanz haben im Durchlaßbereich den Wert

$$Z_{11} = Z_{12} = R\ .$$

Wird einer der Parallelkreise durch den Beschleunigungsresonator ersetzt ($C_2 = C_r$), so hat für dieses spezielle Netzwerk die für den Leistungsbedarf maßgebliche Übertragungsfunktion $A = \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}}$ den Wert

$$A = \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1)C_r} = R \ ,$$

der mit dem für die Rechteckcharakteristik (18) allgemein berechneten Wert (vgl. (20)) übereinstimmt.

Bildet der Resonator den Abschlußkreis, der durch den Widerstand R gedämpft ist ($1/2\ C_2 = C_r$), so hat die Funktion A gegenüber dem oben stehenden Ausdruck den halben Wert, und das System besitzt den doppelten Leistungsbedarf. Dies gilt bei beliebig hoher Kreiszahl, für ein Zweikreissystem ergab sich diese Tatsache bereits aus den unter 2.4 beschriebenen Berechnungen.

Zur exakten Verwirklichung der Rechteckcharakteristik ist das Netzwerk theoretisch als unendlich lange Kette aufzubauen. Die Spannung am Abschlußwiderstand besitzt für das Netzwerk der Abb. 21 allerdings auch in diesem Fall nur näherungsweise rechteckförmige Frequenzcharakteristiken.

Wie aus der Siebschaltungstheorie bekannt ist [24], [25], kann die unendlich lange Kette jedoch durch ein m-abgeleitetes Abschlußglied angenähert werden. Bei einem Dreikreisfilter mit m-abgeleitetem Abschluß beträgt die Bandbreite der Übertragungsimpedanz ca. 95 % der Bandbreite der unendlich langen Kette, die Welligkeit von Z_{11} und Z_{12} bleibt theoretisch geringer als 5 % [25].

Das von F. FIEBIG [6] vorgeschlagene "Wellenparameter-Netzwerk" mit den Charakteristiken (22) kann durch eine Schaltung verwirklicht werden, die sich vom Netzwerk der Abb. 21 prinzipiell lediglich darin unterscheidet, daß der Eingangskreis die Schaltelemente $1/2\ C_2$, $2\ L_2$ enthält. Würde man den Resonator direkt bedämpfen, so wäre auch bei diesem System das Impedanzniveau um einen Faktor 2 erniedrigt und damit der Leistungsbedarf verdoppelt.

Der endgültig benutzte Aufbau des Systems mit Rechteckcharakteristik von Z_{11} und Z_{12} ist nebst Ersatzschaltbild in Abb. 22 skizziert. Die Werte der Schaltelemente sind in der Tabelle 2 zusammengestellt.

Tab. 2: Daten zum Aufbau des Anpassungssystems nach Abb. 22. Die Tabelle enthält die mit einem L- bzw. C-Meßgerät (Typ: Laru 610 bzw. Karu 510, Firma Rohde und Schwarz) gemessenen Werte.

1. Resonator (vgl. [7]):

Eigenfrequenz	f_o = 30,5 MHz
Wellenwiderstand	Z = 4,3 Ohm
Kennwiderstand des LC-Ersatzkreises	$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \approx \frac{1}{\omega_r C_r}$ = 5,5 Ohm
Innenradius	r_1 = 100 cm
Außenradius	r_2 = 215 cm
Abstand des Innenleiters vom Kammerboden	d = 1,6 cm
Azimutalausdehnung des Innenleiters	178°
Lage des Kurzschlußschiebers	radial
Entfernung der HF-Einkoppelungspunkte vom Kurzschlußschieber	φ = 65°
Lage der Einkoppelungspunkte	radial

2. Transformations- und Ankoppelungsglied

C_1 = 12 pF (Röhren- und Streukapazität, berechnet aus gemessenen L- und f_o-Werten)

C_2 = 5 nF (HF-Erdung)

L_1 = 1,7 µH L_2 = 1,5 µH L_3 = 1,4 µH

C_3 = 300 pF (Trennkondensator)

K_1, K_2: $l = \frac{\lambda}{4}$, Z = 93 Ohm (Koaxialkabel, Typ RG 62 U, Firma Amphenol)

$C_4 = C_5$ = 180 pF

L_4 L_5 = 0,2 µH (Stoßstelleninduktivität und Induktivität des Resonators im Einkoppelungspunkt, berechnet aus C_4, C_5 und f_o)

3. Abschlußglied

K_3, K_4: $l = \frac{\lambda}{2}$, Z = 93 Ohm (Koaxialkabel wie oben)

C_6 C_7 = 45 pF, C_8 = 25 pF, C_9 = 45 pF R = 27

L_6 = 0,35 µH, L_7 = 0,8 µH, L_8 = 1,3 µH

4. Grenzen des Arbeitsbandes

f_1 = 25 MHz, f_2 = 36 MHz (Abb. 24)

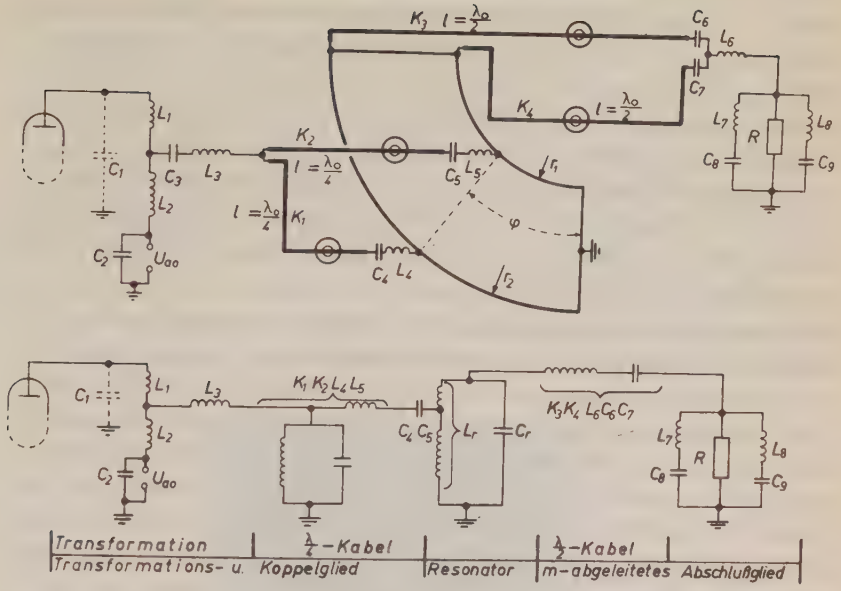

Abb. 22: Aufbau und Ersatzschaltbild des experimentell untersuchten Vierpols mit flachen Charakteristiken.

Der Vierpol besteht hier aus drei gekoppelten Parallelkreisen (Anodenkreis, $\frac{\lambda}{4}$ -Kabel, Resonator) und dem m-abgeleiteten Abschlußglied. Im Unterschied zum Netzwerk der Abb. 21 können die Parallelkreise entsprechend dem Ersatzschaltbild als induktiv gekoppelt betrachtet werden. Der Kondensator C_3 dient als Trennkapazität, die Funktion von C_4 und C_5 wird unten erläutert. Die Übertragungscharakteristik des Vierpols besitzt im Durchlaßbereich 5 Höcker, wie es bei einem Dreikreissystem mit m-abgeleitetem Abschluß zu erwarten ist.

Der Resonator, der in [7] ausführlich beschrieben ist, wird nicht unmittelbar sondern über das Abschlußglied bedämpft. Dadurch werden, entsprechend den oben geschilderten Überlegungen, günstige Leistungsverhältnisse ermöglicht.

Das aus L_1, L_2 und L_3 gebildete Transformationsglied transformiert die Eingangsimpedanz auf 2,3 kΩ. Die $\frac{\lambda}{4}$ -Kabel K_1, K_2 ermöglichen die räumliche Trennung des Verstärkers vom Resonator. Zur Gewährleistung der Spannungskonstanz über den Spalt wird bei r_1 und r_2 an den Innenleiter gekoppelt, die Kapazitäten C_4, C_5 können durch einen Kapazitätssteg [7] ersetzt werden. Sie dienen zur Kompensation der in den Einkoppelungsstellen erscheinenden Induktivität bei Teilankoppelung [1], [7], sowie zur Kompensation der Stoßstelleninduktivität L_4, L_5. Durch Variation von C_4, L_4 und C_5, L_5 kann der effektive Z-Wert und die elektrische Länge von K_1 und K_2 innerhalb gewisser Grenzen variiert werden [7].

Eine Anpassung an den vorgegebenen Wellenwiderstand von K_1 und K_2 wird innerhalb weiterer Grenzen durch passende Wahl der Einkoppelungspunkte am Resonator erreicht [1], [7]. Die Lage dieser Punkte beeinflußt das Oberwellenverhalten des Resonators. Höhere Schwingungstypen, die in den Einkoppelungspunkten ein Spannungsmaximum besitzen, werden vorzugsweise angeregt. Gegenüber der Einkoppelung am Spalt, an dem sämtliche Resonanzen (bei verschwindender Spaltkapazität) ein Spannungsmaximum besitzen, bietet die Teilankoppelung demnach den zusätzlichen Vorteil erhöhter Selektivität.

Umgekehrt ist die Ankoppelung des Abschlußgliedes unmittelbar am Spalt vorteilhaft, da nur in diesem Fall alle höheren Schwingungstypen in einem Spannungsmaximum gedämpft werden.

Der Längszweig des m-Gliedes wird aus den beiden parallelen $\frac{\lambda}{2}$ -Kabeln K_3, K_4, sowie aus L_6, C_6, C_7 gebildet. Zur Gewährleistung der Spannungskonstanz wird bei r_1 und r_2 an den Spalt gekoppelt. Der effektive Wellenwiderstand und die elektrische Länge können durch L_6, C_6 und C_7 variiert werden. Bei den Modellmessungen an dem in Abb. 18 ausgezogen dargestellten Resonatorteil hatten alle Kabel K_1, K_2, K_3, K_4 den Wellenwiderstand 93 Ohm. Beim Gesamtresonator wird die obere Hälfte parallel zu dem hier benutzten Teil geschaltet, daher können dort Kabel mit Z = 50 Ohm benutzt werden. Eine Modifikation der Schaltung für Z-Werte von 60 oder 70 Ohm bereitet keine Schwierigkeiten.

Beim Hochleistungsverstärker ist eine geringere Impedanztransformation erforderlich. Dadurch wird im Prinzip lediglich eine

Modifikation des Anodenkreises erforderlich. Sofern bereits durch die $\frac{\lambda}{4}$ -Kabel eine genügend hohe Impedanztransformation erreicht wird, kann das Transformationsglied L_1, L_2, L_3 im Prinzip fortfallen und der Aufbau vereinfacht sich.

Experimentell wurde R = 27 Ohm, gegenüber dem berechneten Wert R = 30 Ohm als derjenige Abschlußwiderstand bestimmt, bei dem die Charakteristiken des Vierpols die geringste Welligkeit besaßen. Dies läßt darauf schließen, daß das Netzwerk gegenüber dem theoretischen Optimum ein um 10 % geringeres Impedanzniveau und damit einen höheren Leistungsbedarf besitzt. Diese Abweichung kann durch unvollständige Approximation der Rechteckcharakteristik erklärt werden. Oszillogramme der Frequenzcharakteristiken des Systems bei einem Abschlußwiderstand von R = 30 Ω und R = 27 Ω sind in den Abb. 23 und 24 wiedergegeben.

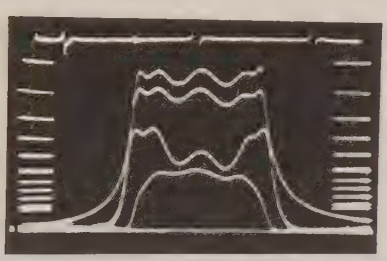

Abb. 23: Frequenzcharakteristiken des Anpassungssystems Abb. 22 bei Abschluß mit dem vorausberechneten Widerstand. Obere Kurve: Resonatorspannung am Endradius r_2, darunter: Resonatorspannung am Einschußradius r_1, darunter: Spannung am Vierpoleingang, unterste Kurve: Spannung am Abschlußwiderstand.
Frequenzmarken auf der waagerechten Linien bei 20, 25, 30, 35, 40 MHz; Marken am Rand: 0, 1, 2, ... 10 db unter dem Maximum.

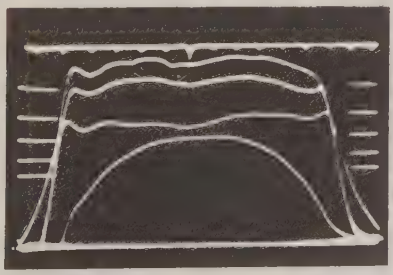

Abb. 24: Wie Abb. 23, jedoch bei einem 10 % niedrigeren Abschlußwiderstand. Frequenzmarken 24, 25, ... 38 MHz; Marken am Rand: 1, 2, ... 5 db unter dem Maximum.

3.2.2 Leistungsbedarf und Anodenverlustleistung

Der Leistungsbedarf des Systems Abb. 22 wurde sowohl in Wobbelmeßtechnik als auch für einzelne Frequenzen gemessen. Im ersten Fall erhält man unmittelbar einen Mittelwert des Leistungsbedarfs, wobei das Frequenzprogramm durch das Modulationsprogramm des HF-Generators gegeben ist. Der Generator des Polyskops besitzt das folgende Programm: annähernd lineare Modulation von f_a nach f_b während einer Halbperiode bei konstanter Amplitude der Spannung, Austastung der HF-Spannung und Rücklauf von f_b nach f_a während der zweiten Halbperiode einer 50 Hz-Schwingung. Während der Messung wurden die Röhrenpotentiale (U_{ao}, U_{sgo}, U_{go}) sowie die Amplitude U_r der Beschleunigungsspannung konstant gehalten. Unter dieser Voraussetzung ist der Leistungsbedarf beim System mit Z_{11} = const und Z_{12} = const nach (12) nicht vom Frequenzprogramm abhängig.

Da die Spannung aufgrund des HF-Programms des Polyskops für einen Teil der Periode ausgetastet ist, sofern der Sender des Gerätes als HF-Generator benutzt wird, sind die so gemessenen Leistungswerte gegenüber Dauerstrichbetrieb um das Tastverhältnis niedriger. Der Frequenzhub und die Mittenfrequenz des Polyskops wurden derart gewählt, daß der durchwobbelte Frequenzbereich innerhalb des Durchlaßbandes des Netzwerkes lag oder exakt mit ihm übereinstimmte. In beiden Fällen ist das Tastverhältnis 1/2 und die gemessenen Röhrenströme sind zur Umrechnung auf Dauerstrichbetrieb zu verdoppeln, abgesehen von einer geringen Korrektur für Ruheströme, die auch bei U_r = 0 fließen.

Um sicherzustellen, daß die Milliamperemeter die mittleren Gleichströme anzeigen, wurden die Ströme über eine Siebkette geglättet, die so entworfen war, daß nur die Gleichstromkomponente aus dem niederfrequenten Fourier-Spektrum (f_o = 0, f_1 = 50 Hz, f_2 = 100 Hz ...) durch die Instrumente floß. Es zeigte sich jedoch, daß mit und ohne Siebung die gleichen Ströme angezeigt wurden. Dies ist möglicherweise auf die mechanische Trägheit der Instrumente zurückzuführen.

Die Resonatorspannung wurde mit Hilfe des Oszillographen gemessen, wenn der HF-Generator des Polyskops als Sender benutzt

war. Das Millivoltmeter zeigt aufgrund der Nichtlinearität des Meßkopfes (Diode) einen Wert an, der nicht direkt über das Tastverhältnis umgerechnet werden kann.

Ergebnisse der Messungen am System mit flachen Frequenzcharakteristiken sind in der Tabelle 3 zusammengestellt. Bei Vollaussteuerung und B-Betrieb liegt der Leistungsbedarf umgerechnet auf die Verhältnisse des geplanten Beschleunigers (U_r = const = 1,4 kV, Dauerbetrieb) bei 80 kW, wenn man das gleiche Verhältnis $R_{iL} = 0{,}5\ K_{11}$ und das gleiche Verhältnis von Schirmgitter zu Anodenleistung wie beim Modellsystem voraussetzt. Nimmt man für 50 kW Röhren etwas günstigere Werte ($R_{iL} = 0{,}2\ K_{11} - 0{,}4\ K_{11}$) an, so ist für den Beschleuniger mit einem Leistungsbedarf von 60 - 70 kW zu rechnen. In diesen Zahlenwerten ist die gesamte aus dem Stromversorgungsgerät entnommene Leistung enthalten.

Der bei der Mittenfrequenz mit dem Festfrequenzsender als HF-Generator gemessene Leistungsbedarf lag umgerechnet auf

Tab. 3: Leistungsbedarf des Systems Abb. 22 bei B-Betrieb des Verstärkers (U_{ao} = 200 V, U_{sgo} = 150 V, U_{go} = - 2,9 V). Betriebswerte, bestimmt in Wobbelmeßtechnik, umgerechnet auf Dauerstrichbetrieb. Die Grenzfrequenzen des Wobbelbereiches stimmten mit den Bandgrenzen des Systems überein. Für den ersten Parametersatz (U_r = 13,5 V) ist der Verstärker bis an die Grenzwerte (P_{sgmax} = 1 W) ausgesteuert. Für den zweiten Parametersatz ist der Leistungsbedarf um rund 2 % erhöht, die Schirmgitterleistung jedoch um 40 % verringert.

Amplitude der Spannung am Resonator	13,5 V	12,5 V
Anodenleistung $P_a = U_{ao} \cdot I_{ao}$	6,3 W	5,9 W
Schirmgitterleistung $P_{sg} = U_{sgo} \cdot I_{sgo}$	1 W	0,6 W
Gesamtleistung $P = P_a + P_{sg}$	7,3 W	6,5 W
Leistungsbedarf $G = 2\ P/U_r^2$	0,08 W/V_{eff}^2	0,082 W/V_{eff}^2
Gesamtleistung umgerechnet auf U_r = 1,4 kV bei sonst gleichen Verhältnissen	80 kW	82 kW

die Verhältnisse des Beschleunigers bei 76 kW und damit um rund 5 % günstiger als die in Wobbelmeßtechnik bestimmten Werte. Außerhalb der Mittenfrequenz wurden noch günstigere Werte gemessen (maximal 15 % niedriger). Dies ist zu erwarten, da außerhalb der Bandmitte $|\varphi_{11}| > 0$ ist und daher höhere Leistungsausnutzungen möglich werden (vgl. Abschnitt 2.2).

In den Abb. 23 und 24 ist als untere Kurve die Spannung abgebildet, wie sie am Abschlußwiderstand vorliegt. Da die vom System aufgenommene Wirkleistung bis auf die Kreisverluste im Abschlußwiderstand in Wärme umgesetzt wird, ist die Fläche unter dieser Kurve zugleich ein Maß für die von der Röhre abgegebene Wirkleistung.

In der Abb. 25 ist nochmals ein Oszillogramm der Spannungen am Resonator und am Abschlußwiderstand wiedergegeben. Die beiden Meßeingänge des Polyskops waren bei der Aufnahme dieses Oszillogramms auf gleiche Empfindlichkeit geeicht. Die Differenz zwischen beiden Kurven gibt den Anteil der Leistung $m \cdot P$, der zusätzlich zur Anodenverlustleistung $(1 - m) \cdot P$ an der Anode in Wärme umgesetzt wird. Die Verlustleistung $(1 - m) \cdot P$

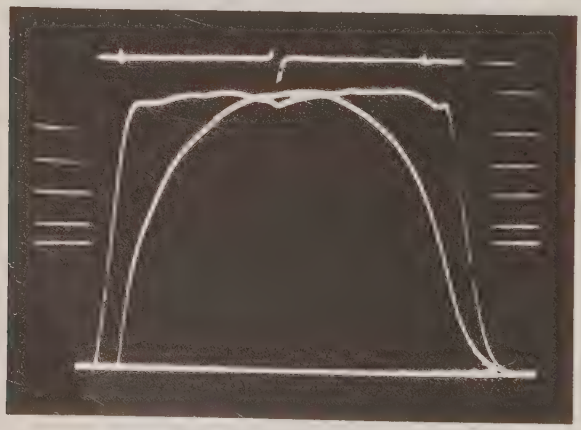

Abb. 25: Frequenzcharakteristik der Spannung am Resonator (Rechteckkurve) und am Abschlußwiderstand (abgerundete Kurve) für das System Abb. 22. Bei der Aufnahme des Oszillogramms waren die Meßeingänge für die beiden Kurven auf gleiche Empfindlichkeit geeicht. Marken am Rand in 1 db Abstand, f-Marken in 5 MHz Abstand, starke Marke bei 30 MHz.

wird durch die unvollständige Leistungsaussteuerung an der Anode umgesetzt, der zusätzliche Anteil kommt durch die Phasenverschiebung zwischen Eingangsstrom und - Spannung des Vierpols zustande. Insbesondere in der Nähe der Bandgrenzen tritt nahezu die gesamte Leistung als Anodenverlustleistung auf (Spannung U = 0 am Abschlußwiderstand). Die zusätzliche Anodenverlustleistung kann aus dem Verlauf der Kurve Abb. 25 für vorgegebene HF-Programme entnommen werden. Für das Programm (A) tritt ca. 20 % der Leistung m·P als zusätzliche Anodenverlustleistung auf, für das Programm (B) sind rund 45 % der Leistung m·P als zusätzliche Verlustleistung zu erwarten.

3.2.3 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von der Aussteuerung, "optimales" Amplitudenprogramm für das System mit Rechteckcharakteristik

Die oben angegebenen Werte für den Leistungsbedarf wurden bei voller Aussteuerung des Verstärkers gemessen. Bei weiterer Aussteuerung findet, beginnend in der Bandmitte, eine Verformung der Anodenstromimpulse statt. Sie führt von einem bestimmten Aussteuerungswert an zu einer starken Zunahme des Schirmgitterstromes und damit des Leistungsbedarfs (vgl. Abschnitt 2.2). Der Beginn der Impulsverformung bei der Mittenfrequenz ist dadurch erklärt, daß hier keine Phasenverschiebung zwischen dem Anodenstrom und der Anodenwechselspannung vorliegt. Bei anderen Frequenzen sind $\underline{U_{a1}}$ und $\underline{I_{a1}}$ phasenverschoben, und die Verformung beginnt erst bei einer etwas stärkeren Aussteuerung (vgl. Abb. 4 und Abb. 5).

In der Abb. 26 ist die bei konstanter Anodengleichspannung gemessene Leistungsaufnahme in Abhängigkeit von der Aussteuerung dargestellt. Als Abszisse ist dabei die Spannung am Resonator gewählt. Neben der Leistungsaufnahme ist der "Äquivalentwiderstand" $R = U_r^2/2P$ aufgetragen, d.h. die Amplitude der Beschleunigungsspannung bezogen auf die Leistungsaufnahme (Anode und Schirmgitter) der Endröhre. Das Reziproke dieser Kurve ist ein Maß für den Leistungsbedarf. Die Kurve $R(U_r)$ stimmt beim Rechtecksystem mit der Leistungsaussteuerungskurve $m(U_{a1})$ überein, und die $R(U_r)$-Kurve besitzt den glei-

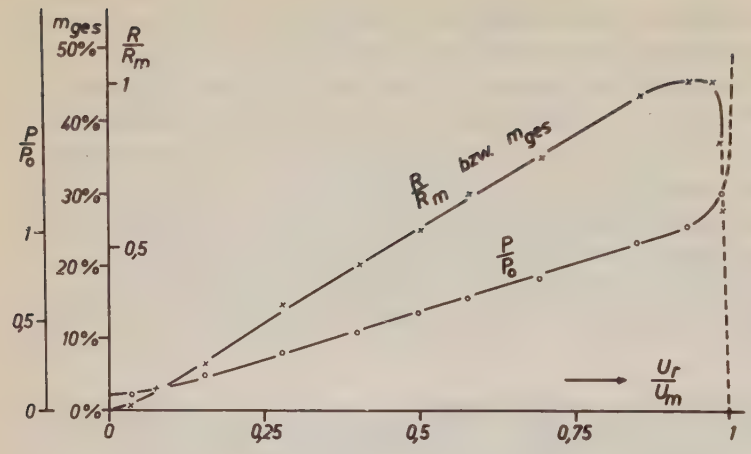

Abb. 26: Leistungsaufnahme $P = U_{ao} I_{ao} + U_{sgo} I_{sgo}$ und "Äquivalentwiderstand" $R = \frac{U_r^2}{2P}$ für das System Abb. 22 als Funktion der Resonatorspannung U_r. In Wobbelmeßtechnik für das gesamte Arbeitsband bestimmte Mittelwerte bei B-Betrieb.

chen charakteristischen Lauf wie die in Abb. 8 dargestellte idealisierte $m(U_{a1})$-Kurve: annähernd linearer Anstieg, Plateau, steiler Abfall.

Die in Abb. 26 eingezeichneten Kurvenpunkte sind wiederum in Wobbelmeßtechnik bestimmt, wobei der Wobbelbereich exakt mit dem Durchlaßbereich des Netzwerkes übereinstimmte. Mit Hilfe des Abschwächers (Abb. 17) konnte eine definierte Amplitude U_r der Resonatorspannung eingestellt werden. Sie war entsprechend der Rechteckcharakteristik des Systems im Durchlaßbereich bis auf die Restwelligkeit ($W \leq 0{,}5$ db) konstant.

Innerhalb des Linearitätsbereiches ist die Leistungsaufnahme aufgrund der speziellen Eigenschaften des Systems mit flacher Charakteristik unabhängig vom Frequenzprogramm. Außerhalb des Linearitätsbereiches geht jedoch das Frequenzprogramm mit ein, da die Übersteuerung bei der Mittenfrequenz beginnt,

so daß die "Aufenthaltsdauer" des Programms in der Umgebung der Bandmitte stärker ins Gewicht fällt. Daher ist der Verlauf der $R(U_r)$-Kurve im Plateaubereich vom Frequenzprogramm des Polyskops mitbestimmt. Bei anderen HF-Programmen ist im Plateaubereich ein anderer quantitativer, jedoch kein prinzipiell anderer Verlauf zu erwarten.

Für den Betrieb des Verstärkers mit konstanten Potentialen U_{ao}, U_{sgo} hat die Kurve der Abb. 26 beim Beschleuniger folgende Bedeutung: Bei Reduzierung der Amplitude U_r nimmt die Leistungsaufnahme nicht quadratisch, sondern fast linear mit U_r ab. Dies läßt es zweckmäßig erscheinen, während eines großen Teiles der Modulationsperiode bei Vollaussteuerung (d.h. beim Rechtecksystem bei nahezu konstanter Spannung U_r) zu arbeiten. Hier ist die günstigste Umsetzung $R = U_r^2/2P$ der aufgenommenen Leistung P in Beschleunigungsspannung U_r zu erwarten. Dadurch werden bei vorgegebener mittlerer Leistungsaufnahme pro Beschleunigungszyklus die günstigsten Beschleunigungszeiten erreicht.

3.2.4 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs vom Stromflußwinkel, optimaler Arbeitspunkt der Endröhre

In der Tabelle 4 sind die bei voller Aussteuerung (Maximum der $R(U_r)$-Kurve, Abb. 26) gemessenen Betriebsdaten für AB-, B- und C-Betrieb zusammengestellt. Alle Messungen wurden wiederum in Wobbelmeßtechnik in der oben beschriebenen Art durchgeführt. Anoden- und Schirmgittergleichspannung waren bei allen Meßreihen gleich.

Der Leistungsbedarf hängt im durchmessenen Bereich nur relativ schwach vom Arbeitspunkt (θ) ab. Die zur Aussteuerung erforderliche Gitterwechselspannung nimmt mit Abnahme des Stromflußwinkels stark zu. Je nach der Leistungsfähigkeit des Vorverstärkers sowie nach den Anforderungen an die Leistungsverhältnisse und den Schirmgitterstrom der Endröhre ist entsprechend den Betriebsdaten der Tabelle 4 für das Modell B- oder AB-Betrieb als der günstigste Fall zu betrachten. Setzt man für Hochleistungsröhren ein etwas günstigeres Verhältnis R_{iL}/K_{11} voraus, so ist hier das Maximum der Leistungsausnutzung bei schwachem C-Betrieb zu erwarten, gegen-

Tab. 4: Betriebsdaten des Modellverstärkers bei verschiedenen Stromflußwinkeln. Aufbau des Anpassungssystems gemäß Abb. 22. Frequenzcharakteristiken siehe Abb. 24. Bei Vollaussteuerung in Wobbelmeßtechnik bestimmte Werte

Betriebsart	C	B	AB
Stromflußwinkel	70°	90°	120°
Amplitude der Gitterwechselspannung gemessen	3,4 V	2,1 V	1,35 V
umgerechnet auf U_r = 10 V	2,75 V	1,55 V	0,95 V
Amplitude der Spannung am Resonator	12,4 V	13,5 V	14 V
Mittlerer Anodengleichstrom pro Beschleunigungszyklus	2,9 mA	3,2 mA	4,0 mA
Mittlerer Schirmgittergleichstrom	0,4 mA	0,65 mA	0,80 mA
Leistungsaufnahme umgerechnet auf U_r = 1,4 kV	82 kW	80 kW	90 kW

über B-Betrieb beim Modell. Aufgrund der Anforderungen an die Vorstufe dürfte jedoch auch beim endgültigen Verstärker AB- oder B-Betrieb als die günstigste Betriebsart zu betrachten sein. Die Resonatorspannung als Funktion der Gitterwechselspannung der Endröhre ist für das System mit rechteckigen Charakteristiken in der Abb. 27 für B- und C-Betrieb dargestellt. Die Kurvenpunkte wurden mit Hilfe des Polyskops in frequenzmoduliertem Betrieb (Wobbelmeßtechnik) bei konstanter Gittervorspannung (U_{go} = - 2,9 V bzw. - 4,2 V) aufgenommen. Diese Kennlinien zeigen auch bei C-Betrieb (U_{go} = - 4,2 V) eine gute Linearität, obwohl der Stromflußwinkel hier von der Aussteuerung abhängig ist. Zur Aussteuerung auf den gleichen Amplitudenwert U_r der Resonatorspannung ist entsprechend der Lage und dem Verlauf dieser Kurven bei C-Betrieb (U_{go} = - 4,2 V) eine wesentlich höhere Spannung erforderlich als bei B-Betrieb.

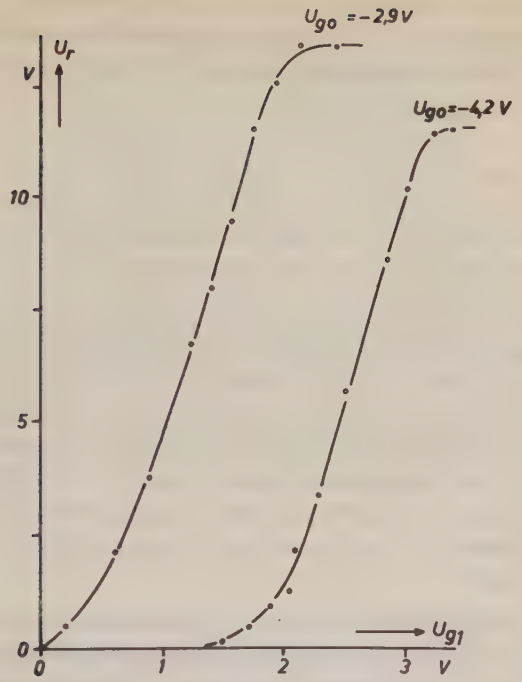

Abb. 27: Modulationskennlinie des Systems mit flachen Charakteristiken bei B-Betrieb (U_{go} = - 2,9 V) und C-Betrieb (U_{go} = - 4,2 V). Amplitude der Resonatorspannung ("Höhe" der Rechteckkurve Abb. 25) als Funktion der Gitterwechselspannung der Endröhre. Anodenspannung (U_{ao} = 200 V) und Schirmgitterspannung (U_{sgo} = 150 V) waren bei der Aufnahme beider Kurven gleich.

3.2.5 Zusammenstellung und Diskussion der Ergebnisse für das System mit flachen Charakteristiken

Aufgrund der oben beschriebenen Messungen sind die folgenden Betriebsbedingungen für das System mit flachen Charakteristiken als optimal zu betrachten: AB_1- oder B_1-Betrieb der Endröhre, bzw. AB- oder B-Betrieb mit schwacher Aussteuerung in Bereiche positiven Gitterpotentials; konstante Potentiale U_{ao}, U_{sgo}, U_{go} an Anode, Schirmgitter und Gitter sowie ein HF-Programm mit nahezu konstanter Beschleunigungspannung U_r

(abgesehen von speziellen Beschleunigungsphasen - Injektion, Übergangsenergie -, die besondere Amplitudenprogramme erfordern [16]). Die Leistungsaufnahme der Endröhre für U_r = 1,4 kV liegt je nach dem Verhältnis von

$$\frac{R_{iL}}{K_{11}} = (\omega_2 - \omega_1)\, C_{11} \cdot R_{iL} \quad \text{bei} \quad P = 60 \text{ kW } (R_{iL} = 0{,}2 \cdot K_{11})$$

bis P = 90 kW (R_{iL} = 0,7 K_{11}). Sie ist nur vom Amplituden- und nicht vom Frequenzprogramm abhängig.

Die mittlere Anodenverlustleistung hängt dagegen auch vom Frequenzprogramm ab. Sie ist umso größer, je stärker die Bandgrenzen durch das Frequenzprogramm bevorzugt werden. Bei linearer Modulation (Programm A) ist Q_a = 40 kW bis 60 kW. Bei exponentiellem Modulationsprogramm (Programm B) $Q_a \approx$ 50 kW bis 70 kW. Bei Verwendung eines normalen Breitbandverstärkers arbeitet das Gesamtsystem bis auf eine geringe Restwelligkeit linear, so daß eine Amplitudenregelung im Prinzip nicht erforderlich ist.

Die gemessenen Leistungswerte liegen höher als die für das Rechtecksystem mit Hilfe der Beziehung der Tabelle 1 berechneten Werte. Setzt man für A und Z_{11} die theoretischen Werte, so erhält man mit Hilfe der in der Tabelle 2 angegebenen Werte ($C_{11} = C_1$ = 12 pF, C_r = 950 pF, $\omega_1 = 2\pi \cdot 25$ MHz, $\omega_2 = 2\pi \cdot 36$ MHz) sowie mit R_{iL} = 650 Ohm:

$$A = \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1) C_r} \approx 30\ \Omega$$

$$Z_{11} = \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1) C_r} = 2K_{11} \approx 2{,}6\ \text{k}\Omega.$$

Und daraus für B-Betrieb ($m_o(R_{iL} = 0) = 0{,}78$)

$$P = \frac{U_r^2}{2m_o} \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_{iL}}{K_{11}}\right)$$

$$= 65 \text{ kW}\ .$$

Die Ausmessung der Frequenzcharakteristiken gab Hinweise darauf, daß das Impedanzniveau gegenüber dem theoretischen Wert

um ca. 10 % erniedrigt ist. Dies wurde darauf zurückgeführt, daß die Rechteckcharakteristik mit endlicher Kreiszahl und bei endlichen Kreisgüten nur unvollständig approximiert wird.

Setzt man

$$A = 27 \ \Omega$$
$$Z_{11} = 2{,}3 \ K\Omega ,$$

so erhält man

$$P = 72 \ kW .$$

In den gemessenen Leistungswerten ist die Schirmgitterleistung enthalten, die bei den Modellversuchen rund 10 - 12 % der Gesamtleistung ausmacht (vgl. Tabelle 3). Unter Berücksichtigung dieses Tatbestandes ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den berechneten und den gemessenen Werten. Anstelle der theoretischen Beziehung

$$P = 0{,}5 \ P_1 (1 + \frac{R_{1L}}{K_{11}})$$

für die von der Anode aufgenommene Leistung ist aufgrund der unvollständigen Approximation der Rechteckcharakteristik die "empirische" Beziehung für das System der Abb. 22

$$P = 0{,}45 \ P_1 (1 + 1{,}1 \ \frac{R_{1L}}{K_{11}})$$

zu setzen.

3.3 Messungen an einem Vierpol mit stark frequenzabhängiger Charakteristik

3.3.1 Aufbau und Abgleich des Netzwerkes

Es wurde im Prinzip das gleiche Netzwerk wie beim System mit rechteckigen Charakteristiken benutzt (Abb. 22). Dabei fiel jedoch das Abschlußglied (bestehend aus den $\frac{\lambda}{2}$ -Kabeln K_3, K_4 sowie den Schaltelementen C_6 - C_9, L_6 - L_8 und R) fort. Die gemessenen Werte für die übrigen Schaltelemente sind in der Tabelle 5 zusammengestellt. Die Übertragungs- und Eingangscharakteristik konnte mit Hilfe des Polyskops aufgenommen und abgeglichen werden. Bei vielen Messungen war die Übertragungscharakteristik auf Symmetrie und gleich hohe Höcker abgeglichen. Ein Oszillo-

Tab. 5: Daten zum Aufbau des Anpassungssystems mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken. Aufbau gemäß Abb. 22, jedoch ohne Abschlußglied. Gemessene Werte für die Schaltelemente

1. Resonator

   Wie in Tabelle 2, jedoch:

   Entfernung der HF-Einkoppelungspunkte vom Kurzschlußschieber $\varphi = 150^{\circ}$

2. Transformations- und Ankoppelungsglied

   $C_1 = 13$ pF

   $C_2 = 5$ nF

   $L_1 = 1{,}9$ µH; $L_2 = 0{,}8$ µH; $L_3 = 0{,}8$ µ

   K_1, K_2: $l = \frac{\lambda}{4}$, $Z = 93$ Ω

   $C_4 = C_5 = 80$ pF

   $L_4 \approx L_5 = 0{,}5$ µH

gramm der Charakteristiken des Vierpols für diesen Spezialfall ist in Abb. 28 wiedergegeben. Um günstige Leistungsverhältnisse beim Betrieb mit U_{ao} = const zu gewährleisten, ist nach den im Abschnitt 2.4 erläuterten Berechnungen dafür zu sorgen, daß die äußeren Höckerfrequenzen in Näherung mit den Bandgrenzen übereinstimmen. Die Symmetrie der Übertragungskurve erleichtert die Ausregelung der Frequenzabhängigkeit und ist - ein lineares Frequenzprogramm vorausgesetzt - als günstiger Kompromiß zu betrachten.

Die Welligkeit der Übertragungscharakteristik wird durch die Kreisverluste bestimmt, sie betrug ohne zusätzliche Dämpfung rund 10 - 12 db (entsprechend $U_{max}/U_{min} \approx 3 : 1$ bis $4 : 1$). Dieser Wert ist als Kompromiß zu betrachten. Bei geringerer Welligkeit nimmt der Leistungsbedarf stark zu, bei stärkerer Welligkeit steigen die Anforderungen an die Amplitudenregelung.

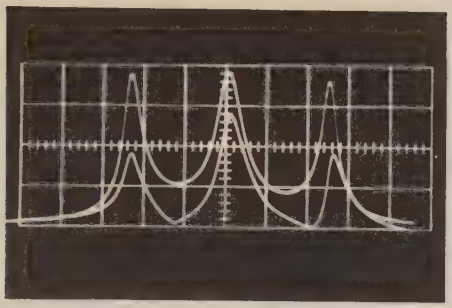

Abb. 28: Frequenzcharakteristik des Systems mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken.
Obere Kurve: Amplitude der Spannung am Resonator ($U_r(f)$);
untere Kurve: Amplitude der Spannung am Vierpoleingang ($U_{a1}(f)$; bei konstantem Verstärkerstrom (I_{a1}). Die Höcker liegen bei 26,3 30,2 und 34,5 MHz.

3.3.2 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von der Aussteuerung

Der Leistungsbedarf des Systems mit stark frequenzabhängiger Charakteristik wurde punktweise für verschiedene Frequenzen gemessen. Die Amplitudenregelung konnte dabei durch den Abschwächer (Abb. 17) nachgeahmt werden. Als HF-Generator wurde wahlweise der Sender des Polyskops, an dem ein sehr geringer Frequenzhub eingestellt war, oder der Festfrequenzgenerator benutzt.

Bei der Messung wurde am Generator eine definierte Frequenz eingestellt; die Röhrenpotentiale U_{ao} = 200 V und U_{sgo} = 150 V waren bei allen Messungen konstant. Bei fester Frequenz und konstanter Gittervorspannung wurden durch den Abschwächer definierte Amplituden U_r der Resonatorspannung eingestellt und die Röhrenströme I_{ao}, I_{sgo} als Funktion von U_r gemessen. Ein Beispiel derart gemessener Kurven gibt die Abb. 29, in der die bei B-Betrieb bestimmten Ströme I_{sgo}, I_{ao}, die zugehörige Amplitude U_{g1} der Hochfrequenzspannung am Gitter der Endröhre sowie der berechnete "Äquivalentwiderstand" $R = \frac{1}{2} U_r^2/P$ ($P = U_{ao} \cdot I_{ao} + U_{sgo} \cdot I_{sgo}$) als Funktion der Resonatorspannung U_r dargestellt sind.

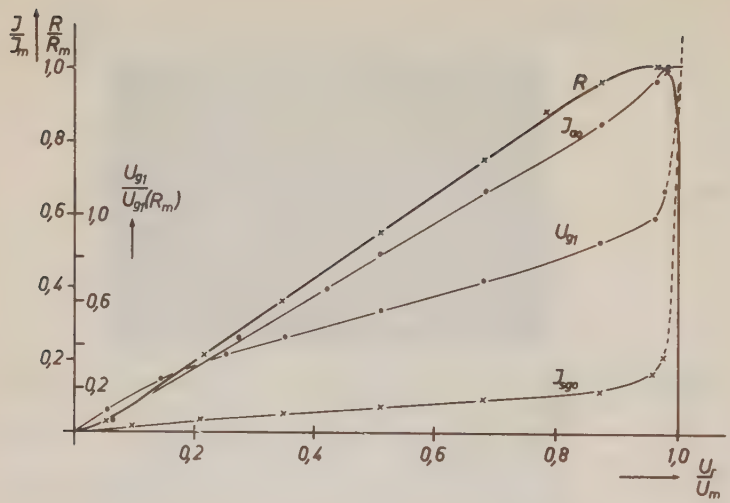

Abb. 29: Betriebsdaten der Endröhre beim System mit stark frequenzabhängiger Charakteristik als Funktion der Resonatorspannung. Gemessene Kurven bei B-Betrieb. Im Gegensatz zur Abb. 26 wurden die Meßpunkte für eine feste Frequenz (30 MHz) aufgenommen.
$R = 1/2\ U_r^2/P$: Quadrat der Resonatorspannung bezogen auf die Leistungsaufnahme der Endröhre.

Im Unterschied zur Abb. 26 sind die Kurven bei einer festen Frequenz statt als Mittelwerte für das gesamte Arbeitsband gemessen. Die Kurven $R(U_r,f)$ zeigten - ebenso wie die anderen in Abb. 29 dargestellten Kurven - für alle Frequenzen des Arbeitsbandes den gleichen prinzipiellen Verlauf.

Insbesondere definiert die $R(U_r,f)$-Kurve für jede Frequenz eine maximale Resonatorspannung U_m, den optimal erreichbaren R-Wert $R_m(f)$ und die zugehörige Spannung $U_r(R_m,f)$ (Minimum des Leistungsbedarfs $\frac{2P}{U_r^2} = \frac{1}{R}$).

Gebräuchlichen Darstellungen zur Veranschaulichung der Linearität eines Systems entspricht im vorliegenden Fall die Darstellung U_r über U_{g1}. Zwei derartige Diagramme sind in Abb. 30 und Abb. 31 wiedergegeben. Die "Verstärkungskennlinien" der Abb. 30 wurden für eine Höckerfrequenz aufgenommen (f = 26 MHz), die Kennlinien der Abb. 31 für eine Talfrequenz (f = 28 MHz). Beide Kurvensätze

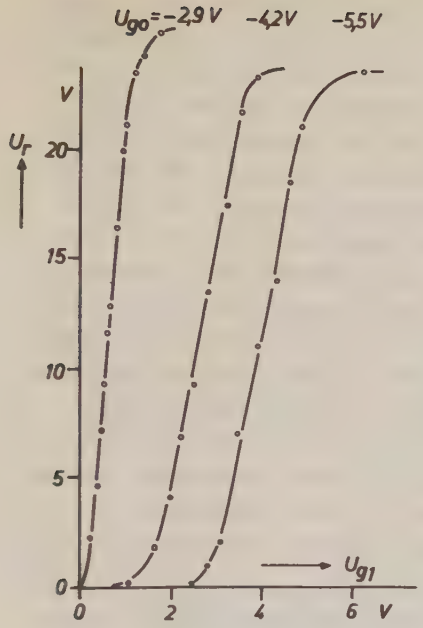

Abb. 30:

Resonatorspannung U_r als Funktion der Gitterwechselspannung. Meßwerte bei B-Betrieb (U_{go} = - 2,9) und C-Betrieb (U_{go} = - 4,2 und - 5,5) bei fester Gittervorspannung. Die Kurvenpunkte wurden für eine Höckerfrequenz (26 MHz) gemessen.

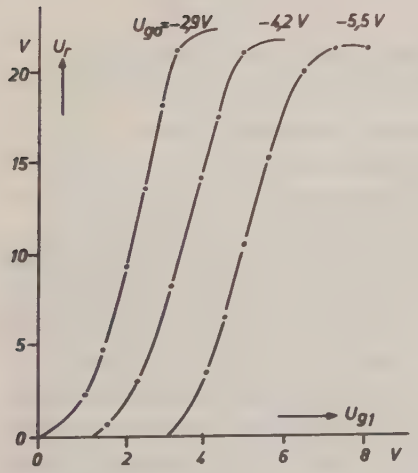

Abb. 31:

Wie Abb. 30, jedoch für eine Talfrequenz der Übertragungscharakteristik (f = 28 MHz).

haben den gleichen prinzipiellen Verlauf. Zur Aussteuerung auf den Maximalwert der Resonatorspannung ist bei der Talfrequenz bei B-Betrieb eine um rund 10 db höhere Eingangsamplitude U_{g1} erforderlich als an den Höckern entsprechend der Welligkeit W = 10 db der Übertragungsimpedanz des Netzwerkes (Abb. 30 und 31). Bei C-Betrieb ist der Unterschied weniger stark ausgeprägt. Diese Erscheinung wird dadurch erklärt, daß bei fester Gittervorspannung der Stromflußwinkel mit U_{g1} zunimmt. Mit wachsendem θ wird zur Aussteuerung auf einen festen Stromwert $I_{a1} = U_r \frac{1}{Z_{12}}$ eine geringere Amplitude U_{g1} erforderlich (vgl. Abb. 12). Dementsprechend arbeitet der Verstärker bei konstantem U_r in den Minima von Z_{12} bei größerem Stromflußwinkel und daher bei einer größeren "effektiven Steilheit", so daß der Unterschied $\frac{U_{g1max}}{U_{g1min}}$ geringer wird als die Welligkeit von Z_{12}. Dadurch werden die Anforderungen an die Amplitudenregelung geringer. Ob und wieweit dieser Effekt ausgenutzt werden kann, hängt davon ab, ob ein genügend leistungsfähiger Vorverstärker zur Verfügung steht, der C-Betrieb ermöglicht.

Ebenso kann aus den Diagrammen der Abb. 30 und 31 die Linearität der Verstärkung im Bereich mittlerer Amplituden U_r sowie die Zunahme der Steuerspannung U_{g1} mit abnehmendem Stromflußwinkel entnommen werden.

3.3.3 Frequenzabhängigkeit des Leistungsbedarfs, mittlerer und maximaler Leistungsbedarf

Aus den für verschiedene Frequenzen gemessenen Kurven $R(U_r)$ (vgl. als Beispiel Abb. 29) wurde der maximal erreichbare Wert $R_m(f)$ für die jeweilige Frequenz entnommen. Diese Maximalwerte ergeben aufgetragen über f eine Kurve (Abb. 32), die grob gesehen mit der Übertragungscharakteristik $Z_{12}(f)$ (Abb. 28) übereinstimmt. Der Leistungsbedarf $P \sim \frac{1}{R}$ ist dementsprechend an den Höckerfrequenzen wesentlich geringer als an den Talfrequenzen (Faktor 2,5 für den Fall der Abb. 32). Setzt man zunächst voraus, daß der Verstärker für alle Frequenzen bis zum Maximum $R_m(f)$ ausgesteuert wird, so kann der mittlere Leistungsbedarf aus einem Diagramm entsprechend dem der Abb. 32 als ein Mittelwert G der Funktion $G_m(f) = \frac{1}{R_m(f)}$ bestimmt werden. Beim linearen

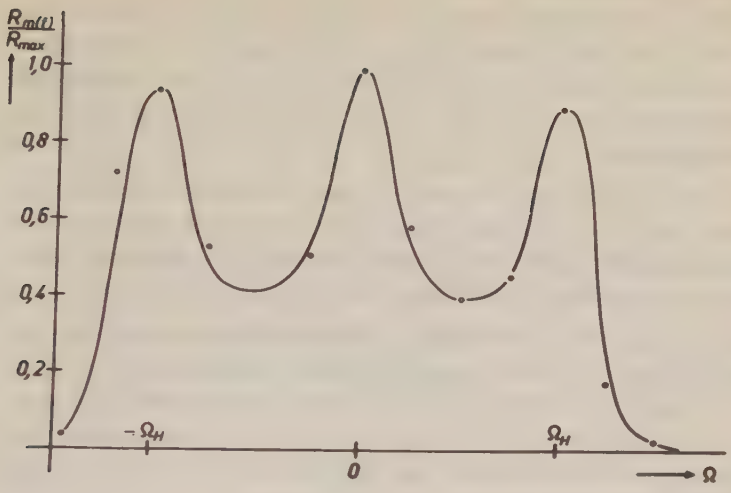

Abb. 32: Maximaler Äquivalentwiderstand $R_m = \frac{U_r^2}{2P}|_{max}$ (vgl. Abb. 29) als Funktion der Frequenz bei B-Betrieb. Die Frequenzen $-\Omega_H$, 0, $+\Omega_H$ sind die Höckerfrequenzen der Übertragungscharakteristik (vgl. Abb. 28). Dem Mittelwert $\frac{R_m}{R_{max}} \approx 0{,}65$ der Kurve entspricht der Äquivalentwiderstand R = 33 Ω.

Modulationsprogramm (A) ist der mittlere Leistungsbedarf

$$P \sim \underline{G} \approx \frac{1}{\overline{R}_m(f)}$$

durch den einfachen Mittelwert gegeben. Bei anderen Frequenzprogrammen ist die unterschiedliche Aufenthaltsdauer bei verschiedenen Frequenzen durch eine geeignete Gewichtsfunktion zu berücksichtigen.

Für das Programm (B) erwartet man einen geringfügig (Faktor 1,05 - 1,1) günstigeren Wert als das lineare Mittel, wenn man den einen Höcker der $R_m(f)$-Kurve mit der unteren Bandgrenze zusammenfallen läßt, an der die "Aufenthaltsdauer" des Frequenzprogramms am größten ist.

Der lineare Mittelwert der $R_m(f)$-Kurve der Abb. 32 ($R_m(f)/R_{max} \approx 0{,}65$) entspricht R = 32 Ω (für die Maxima R_{max} der Kurve der Abb. 32 wurde $R_{max} \approx 50$ Ω gemessen). Der mittlere Leistungsbedarf $G \approx \frac{1}{R}$ ist $G \approx 0{,}03$ W/V^2. Dem entspricht umgerechnet auf U_r = 1,4 kV, f_{H1} = 25 MHz, f_{H2} = 36 MHz die Leistungsaufnahme P = 40 kW.

Die maximale Leistungsaufnahme in den Talfrequenzen ist rund um einen Faktor 1,5 höher. Damit ist selbst die maximale Leistungsufnahme immer noch günstiger als die mittlere Leistungsaufnahme beim System mit flachen Charakteristiken.

Vernachlässigt man die Verluste im Netzwerk, so wird die gesamte mittlere Leistung an der Anode in Wärme umgesetzt und beim Beschleuniger wäre mit einer Anodenverlustleistung von rund 40 kW zu rechnen. Aufgrund der Verluste des Systems ist jedoch bei 10 db Welligkeit von Z_{12} mit einer etwas geringeren mittleren Anodenverlustleistung zu rechnen.

3.3.4 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs vom Amplitudenprogramm

Für die oben angegebenen Werte für den Leistungsbedarf war vorausgesetzt, daß der Verstärker für alle Frequenzen des Arbeitsbandes bis zum Maximum der $R(U_r)$-Kurve ausgesteuert wird. Zum Maximalwert $R_m(f)$ gehört nach Abb. 29 für jede Frequenz eine eindeutig festgelegte Resonatorspannung $U_r(f,R_m)$, die von den Röhrenpotentialen U_{ao}, U_{sgo}, U_{go} abhängt. Bei konstanten Potentialen wird durch die Aussteuerung auf das Maximum $R_m(f)$ ein spezielles Amplitudenprogramm vorgeschrieben. Die Form einer solchen Amplitudenkurve kann aus der Abb. 33 entnommen werden. Die in dieser Abbildung dargestellten Kurven ließen sich gewinnen, indem bei konstanten Potentialen U_{ao}, U_{sgo}, U_{go} für verschiedene Frequenzen $R(U_r)$-Diagramme (entsprechend dem der Abb. 29) aufgenommen wurden. Aus diesen Diagrammen konnten die Amplitudenwerte $U_r(f)$ der Resonatorspannung entnommen werden, denen eine definierte Abnahme des Äquivalentleitwertes R gegenüber dem Maximum $R_m(f)$ entspricht.

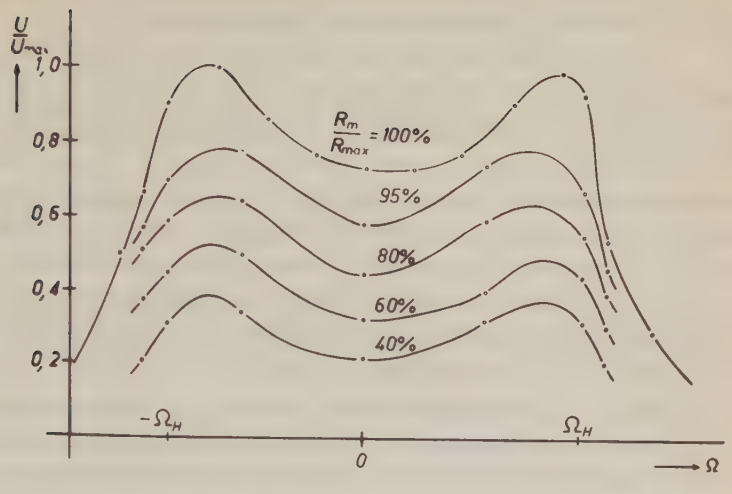

Abb. 33: Amplitude U_r der Beschleunigungsspannung als Funktion der Frequenz. Als Parameterwert dient derjenige Äquivalentwiderstand $R(f) = U_r^2/2P$, der gegenüber dem Maximum $R_m(f)$ für die entsprechende Frequenz um einen definierten Prozentsatz geringer ist (vgl. Abb. 29). Für B-Betrieb bestimmte Werte.

Aus einem Diagramm dieser Form kann der Leistungsbedarf bei vorgegebenem Amplitudenprogramm bestimmt werden. Dazu ist die Amplitudenkurve des HF-Programms in ein solches Diagramm einzuzeichnen. Aus den Schnittpunkten dieser Kurve mit den Kurven des Diagramms wird für jede Frequenz der normierte Äquivalentleitwert $R/R_m(f)$ definiert. Durch Mittelwertbildung erhält man einen "Korrekturfaktor" R/R_m für den gemäß Abschnitt 3.3.3 bestimmten Leistungsbedarf.

Insbesondere für ein Amplitudenprogramm mit U_r = const ist die Amplitudenkurve eine Parallele zur f-Achse. Aufgrund der relativ geringen Welligkeit der Kurven der Abb. 33 kann durch passende Wahl der Arbeitsbedingungen (Lage der Kurve U_r = const im Diagramm der Abb. 33) dafür gesorgt werden, daß für Programme mit U_r = const bei allen Frequenzen $-\Omega_H \leq \Omega \leq \Omega_H$ bei einem Leistungsbedarf $P \sim \frac{1}{R}$ gearbeitet wird,

der gegenüber dem optimal erreichbaren Wert $P_{min} \sim 1/R_m(f)$ für die entsprechende Frequenz um allenfalls 15 % erhöht ist. Durch Mittelwertbildung für das gesamte Frequenzintervall $f_{H1} \leq f \leq f_{H2}$ erhält man für das Beispiel der Abb. 33 einen Korrekturfaktor $F \approx 1{,}05$, um den der nach Abschnitt 3.3.3 berechnete mittlere Leistungsbedarf für Programme mit U_r = const zu erhöhen ist.

Die äußeren Höckerfrequenzen lagen für den durchgemessenen Fall bei f_{H1} = 26,3 MHz, f_{H2} = 34,5 MHz. Umgerechnet auf die gleiche Bandbreite wie beim System mit flacher Charakteristik (f_{H1} = 25 MHz, f_{H2} = 36 MHz) liegt damit der mittlere Leistungsbedarf für das Dreikreissystem mit stark frequenzabhängiger Charakteristik bei $G = 4{,}3{,}10^{-2}$ W/V^2, entsprechend 43 kW für U_r = 1,4 kV.

Eine Modulation der Anodenspannung bringt für HF-Programme mit U_r = const keinen Vorteil, solange die Welligkeit der $U_r(R/R_m$ = const)-Kurven (vgl. Abb. 33) gering bleibt. Sie würde bestenfalls eine Verbesserung um den oben erwähnten "Korrekturfaktor" liefern, der für das Beispiel der Abb. 33 in der Größenordnung von 1,05 liegt, dafür aber einen aufwendigen NF-Verstärker erfordern.

Die Grenze des Linearitätsbereiches war im wesentlichen durch die $U_r(f)$-Kurve der Abb. 33 mit dem Parameterwert $R/R_m(f)$ = 95 % gegeben (vgl. Abb. 29). Selbst wenn es erforderlich ist, bei allen Frequenzen im Linearitätsbereich zu arbeiten, so arbeitet der Verstärker der geringen Welligkeit der Amplitudenkurve der Abb. 33 entsprechend bei einem mittleren Wirkungsgrad von 80 - 85 %, so daß durch die Aussteuerung in den Plateauvereich für die Verhältnisse des Modellverstärkers keine wesentliche Verbesserung der Leistungsbilanz zu erreichen ist.

3.3.5 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs vom Stromflußwinkel

Bei Erhöhung der negativen Gittervorspannung (Verringerung des Stromflußwinkels θ) wurden folgende Erscheinungen beobachtet:

1. Die Welligkeit der $U_r(R/R_{max}$ = const)-Kurven (entsprechend denen des Diagramms Abb. 33) wird für große Werte des Parameters R/R_m (R/R_m > 60 %) etwas geringer. Die Kurven rücken etwas näher zusammen. Der Unterschied ist im Bereich $60^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ unwesentlich.

2. Die Welligkeit der $h_{max}(f)$-Kurven (entsprechend der der Abb. 32) wird größer, während sich der Mittelwert und damit auch der mittlere Leistungsbedarf im Bereich $60^o \leq \theta \leq 90^o$ nur schwach ändern.

3. Die zur Vollaussteuerung erforderliche Amplitude der Gitterwechselspannung nimmt mit abnehmendem Stromflußwinkel stark zu, während das Verhältnis U_{g1max}/U_{g1min} der bei der Talfrequenz zur Vollaussteuerung erforderlichen Amplitude U_{g1max} zum entsprechenden Amplitudenwert U_{g1min} bei der Höckerfrequenz geringer wird.

Gemessene Arbeitsbedingungen bei B- und C-Betrieb sind in der Tabelle 6 zusammengestellt. Diese Daten lassen wiederum B-Betrieb als günstige Betriebsart erscheinen. Der Übergang zu starkem C-Betrieb ist aufgrund der Zunahme der Amplitude U_{g1} der Gitterwechselspannung und der Vorstufenleistung $P_V \sim U_{g1}^2$ wenig zweckmäßig (vgl. hierzu auch die Kennlinien der Abb. 30 und 31).

Tab. 6: Betriebsdaten für das System mit stark frequenzabhängiger Charakteristik bei konstanter Gittervorspannung (U_{go} = - 4,2 V bzw. - 2,9 V), konstanten Potentialen U_{ao}, U_{sgo} und Vollaussteuerung des Verstärkers ($R(f) = R_m(f)$, Abb. 29).

Betriebsart		C	B
Stromflußwinkel θ	maximal ($f = f_T$)	80^o	90^o
	minimal ($f = f_H$)	60^o	90^o
Amplitude der Gitterwechselspannung			
	maximal ($f = f_T$)	4,8 V	3,1 V
	minimal ($f = f_H$)	3,5 V	0,9 V
	mittel	4,2 V	2,3 V
Gittervorspannung - U_{go}		4,2 V	2,9 V
Amplitude der Spannung am Resonator U_r			
	minimal	21 V	21 V
	maximal	25 V	26 V
Leistungsbedarf umgerechnet auf U_r = 1,4 kV, f_{H1} = 25 MHz, f_{H2} = 36 MHz			
	maximal ($f = f_T$)	58 kW	67 kW
	minimal ($f = f_H$)	19 kW	28 kW
Mittelwert für lineares f-Programm (A)		38 kW	41 kW
Mittelwert für exponentielles f-Programm (B) mit γ = 2,5		36 kW	38 kW

3.3.6 Diskussion der Betriebsbedingungen für das System mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken

Nach den oben beschriebenen Messungen sind die folgenden Betriebsbedingungen für das System mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken als günstige Betriebswerte zu betrachten: B_1-Betrieb der Endröhre, konstante Anodengleichspannung U_{ao} sowie ein HF-Programm, das (von speziellen Erfordernissen des Beschleunigungsvorganges abgesehen) der Form der Amplitudenkurve der Abb. 33 mit dem Parameterwert R/R_m = 95 % angepaßt ist. Die Welligkeit dieser Kurve hängt von der Welligkeit der Vierpolcharakteristiken sowie vom Innenwiderstand der Endröhre ab. Für die Verhältnisse des Modells (Z_{12}-Welligkeit 10 - 12 db, $R_{1L}/K_{11} \approx 0{,}5$) liegt sie bei rund 1,2 : 1.

Der Leistungsbedarf für die Parameter des geplanten Beschleunigers liegt für diese Betriebsart bei rund 40 kW, und der Verstärker arbeitet bei allen Frequenzen im Linearitätsbereich. Durch die Aussteuerung in den Plateaubereich kann die Leistungsbilanz für die Verhältnisse des Modellverstärkers um etwa 5 % verbessert werden, wenn man statt der Amplitudenkurve der Abb. 33 mit dem Parameterwert R/R_m = 95 % die Kurve mit R/R_m = 100 % wählt.

Ist demgegenüber durch das HF-Programm eine konstante Amplitude vorgeschrieben, so daß die relativ geringe Welligkeit der Amplitudenkurven der Abb. 33 nicht toleriert werden kann, so liegt der Leistungsbedarf bei rund 45 kW, wenn der Verstärker in der Umgebung der Bandmitte in den Plateaubereich (bis zur Kurve der Abb. 33 mit R/R_m = 100 %) ausgesteuert wird. Dies dürfte auch beim endgültigen Verstärker ohne Schwierigkeiten möglich sein.

Kann dagegen auch in der Bandmitte nur bis zur Kurve der Abb. 33 mit R/R_m = 95 % (Grenze des Linearitätsbereichs) ausgesteuert werden, so liegt der gemessene Leistungsbedarf beim Betrieb mit völlig konstanter Amplitude umgerechnet auf die Verhältnisse des Beschleunigers bei etwa 50 kW. Darin sind rund 10 % Schirmgitterverlustleistung enthalten.

Für die gleiche Betriebsart wurde im Abschnitt 2.4 (vgl. Abb. 15, S. 67) eine Leistungsbilanz von 40 kW berechnet, wobei nur die von der Anode aufgenommene Leistung berücksichtigt ist. Dies stimmt innerhalb der Meßgenauigkeit mit dem berechneten Wert überein, aufgrund der endlichen Kreisgüten waren höhere Meßwerte als 40 kW zu erwarten.

Durch die Ausnutzung der Welligkeit der Amplitudenkurven der Abb. 33 kann der Leistungsbedarf zwar um maximal 15 % erniedrigt werden, er liegt damit aber weit oberhalb der theoretischen unteren Grenze, die für ein völlig verlustfreies Dreikreissystem umgerechnet auf die Verhältnisse des Beschleunigers bei rund 25 kW Anodenleistung liegt.

3.4 Vergleich der Systeme mit flachen und stark frequenzabhängigen Charakteristiken

Ein Vergleich der beiden Systeme ist in der Tabelle 7 durchgeführt. Im Unterschied zum System mit flachen Charakteristiken, bei dem nahezu alle wesentlichen Größen im Arbeitsband konstant sind, variieren beim System mit frequenzabhängigen Charakteristiken die Leistungsaufnahme P(f), die Amplitude $U_{g1}(f)$ der Gitterwechselspannung und die Ströme $I_{ao}(f)$, $I_{a1}(f)$, $I_{sgo}(f)$ der Endröhre bei konstanter Resonatorspannung $U_f(f)$ im wesentlichen umgekehrt proportional zur Übertragungscharakteristik $Z_{12}(f)$ des Anpassungsvierpols.

Die gemessenen Mittelwerte dieser Größen sind jedoch um einen Faktor 1,5 bis 2 günstiger als die entsprechenden Werte beim System mit flachen Charakteristiken.

Selbst die gemessenen Maximalwerte der Leistungsaufnahme und der Ströme der Endröhre sind beim schwach gedämpften Dreikreissystem günstiger oder allendfalls von der gleichen Größe wie beim System mit flachen Charakteristiken.

Die Vorteile, insbesondere der um einen Faktor 2 verringerte Leistungsbedarf der Endröhre, lassen das Dreikreissystem mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken dem System mit flachen Charakteristiken bei den Arbeitsbedingungen eindeutig überlegen erscheinen, wie sie beim Modell vorlagen.

Tab. 7: Vergleich der Betriebsdaten für das System mit flachen und stark frequenzabhängigen Charakteristiken bei B-Betrieb für Betrieb mit konstanter Anodenspannung U_{ao}. Im Gegensatz zur Tabelle 6 ist ein HF-Programm mit völlig konstanter Amplitude U_r vorausgesetzt.

	System mit flachen Frequenzcharakteristiken	System mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken
Gemessener Leistungsbedarf umgerechnet auf f_1 = 25 MHz, f_2 = 36 MHz, U_r = 1,4 kV		
$R_{iL} = 0{,}5\ K_{11}$ maximal	80 kW	75 kW
Mittelwert für lineares f-Programm (A)	80 kW	43 kW
exponentielles f-Programm (B)	80 kW	40 kW
$R_{iL} = 0{,}2\ K_{11}$ maximal	65 kW	75 kW
Mittelwert für Programm (A)	65 kW	43 kW
Programm (B)	65 kW	40 kW
Amplitude der Gitterwechselspannung, normierte Werte maximal	1	1,2
Mittelwert	1	0,85
Anodenverlustleistung, umgerechnet auf die Verhältnisse des Beschleunigers (s.o.) $R_{iL} = 0{,}5\ K_{11}$ maximal	80 kW	65 kW
Mittelwert für Programm (A)	55 kW	36 kW
Programm (B)	65 kW	33 kW
Schaltungsaufwand (Schaltung Abb. 22) Anzahl der Spulen	8 (6)	5 (3)
Anzahl der Kapazitäten (ohne Erdungs-, Trenn- und Röhrenkapazitäten)	6	2
Anzahl der Kabel	4	2
Zusätzliche Erfordernisse	keine	Amplitudenregelung oder spezieller Verstärker

Die erhöhten Anforderungen an die Amplitudenregelung und den Vorverstärker werden durch die erwähnten Vorteile überwogen und zum Teil durch den geringeren Schaltungsaufwand für den Dreikreis-Vierpol kompensiert.

Erst wenn man einen geringen Leistungsinnenwiderstand ($R_{1L}/K_{11} = 0{,}2$) annimmt, die Möglichkeit der Ausnutzung der Welligkeit der Amplitudenkurven (entsprechend den Kurven der Abb. 33) ausschließt und das Verhältnis von Vorstufen- zur Endleistung beim Dreikreissystem ungünstig ansetzt, so ergibt sich für beide Systeme rund der gleiche Leistungsbedarf.

Beim breitbandigen Leistungsverstärker ist gegenüber diesen Voraussetzungen, die alle sehr zu Gunsten des Systems mit flachen Charakteristiken ins Gewicht fallen, auch beim endgültigen Verstärker für den geplanten Beschleuniger ehermit den gleichen Verhältnissen zu rechnen, wie sie beim Modellsystem vorlagen. Ist es allerdings möglich, die Kapazität des Anodenkreises sehr gering zu halten, so daß der Faktor R_{1L}/K_{11} geringe Werte besitzt, oder ist durch die maximal zulässige Anodenspannung U_{ao} ein gleiches Verhältnis von Restspannung zu Anodengleichspannung für beide Systeme vorgeschrieben, so ist das System mit flachen Charakteristiken aufgrund der etwas einfacheren Betriebsbedingungen und der dann geringeren Anodenverlustleistung möglicherweise vorzuziehen. Im Prinzip ließe sich dieses System zum Kettenverstärker erweitern, wodurch die Gitter- und Anodenkapazität auf mehrere Kreise verteilt wird.

Abgesehen vom Unterschied in der Leistungsbilanz erfüllten beide Vierpole im Modellversuch alle Bedingungen, die aufgrund der Erfordernisse des Beschleunigers zu stellen sind. Höhere Resonanzen traten in beiden Fällen erst vom dreifachen Wert der unteren Bandgrenze auf. Eingangs- und Ausgangsimpedanz des Gesamtvierpols (Abb. 1) waren bei diesen und höheren Resonanzen um mindestens 15 db niedriger als die Mittelwerte bei der Arbeitsfrequenz. Der Unterschied der Beschleunigungsspannung am Einschuß- und Endradius [7] war in beiden Fällen geringer als 10 %.

4. Modellsystem und HF-System beim Beschleuniger

Die oben beschriebenen Messungen und Berechnungen ließen das Dreikreis-Bandfiltersystem mit rund 10 db Welligkeit der Übertragungsimpedanz für die Verhältnisse des Modellsystems als günstiges Anpassungssystem erscheinen. Es ist technisch einfach zu realisieren und kommt mit relativ geringem Schaltungsaufwand aus, der eine gute Betriebssicherheit gewährleistet. Ebenso entsprechen alle anderen Arbeitsbedingungen dieses Netzwerkes den Erfordernissen des Beschleunigers. Insbesondere für HF-Programme, bei denen die Beschleunigungsspannung für einen Großteil des Beschleunigungszyklus nahezu konstant ist, ermöglicht dieses System günstige Leistungsverhältnisse, ohne daß für den geplanten Beschleuniger die Anodenmodulation der Endröhre und damit ein aufwändiger Modulationsverstärker erforderlich ist.

Die Berechnungen und Messungen zeigten die Überlegenheit dieses Systems gegenüber einem System mit flacher Charakteristik der Übertragungsimpedanz, das keine zusätzlichen Maßnahmen zur Kompensation der Welligkeit der Frequenzcharakteristik der Beschleunigungsspannung erfordert. Die Überlegenheit äußert sich für die Betriebsbedingungen des Modellsystems in einer um den Faktor 2 günstigeren Leistungsbilanz, sowie in geringerem Schaltungsaufwand. Zur Kompensation der Welligkeit kann die Amplitudenregelung benutzt werden, die im allgemeinen ohnehin für das HF-System eines Beschleunigers vorgesehen wird.

Bei einem völlig ungedämpften Dreikreissystem ($W \to \infty$, $Q \to \infty$) ist für die Parameter (25) des geplanten Beschleunigers eine Leistungsaufnahme von 20 - 30 kW eine theoretische untere Grenze. Eine sehr viel günstigere untere Grenze ist nach den Berechnungen auch bei Verwendung sehr komplizierter RLC-Vierpole nicht zu erwarten.

In der Praxis kann nur bei endlicher Kreisgüte und endlicher Welligkeit gearbeitet werden. Der für die Verhältnisse des Modells gemessene Leistungsbedarf liegt umgerechnet bei 40 - 50 kW und stimmt mit dem Wert überein, der unter schärferen Voraussetzungen (konstante Anodenspannung, keine Aussteuerung des Verstärkers in den Plateaubereich, Abb. 8) errechnet wurde.

Die Unterschiede zwischen dem Modellsystem und dem Leistungsteil des endgültigen HF-Systems beim Beschleuniger wurden oben an einzelnen Stellen erwähnt. Sie sollen im folgenden kurz zusammengestellt werden.

Wesentliche Faktoren, die den Leistungsbedarf bestimmen, sind die Daten des Resonators (C_r), sowie die durch das HF-Programm vorgegebenen Daten (U_r, ω_2, ω_1). Diese Daten wurden bei den Modellversuchen bis auf U_r entsprechend einem möglichen Parametersatz für den geplanten Beschleuniger [16], [21] gewählt. Die Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von U_r ist bei äquivalenten Arbeitsbedingungen des Verstärkers quadratisch. Ebenso bestehen für die Abhängigkeit von den anderen Faktoren Beziehungen, die eine Umrechnung auf andere Parametersätze gestatten.

Neben diesen Daten sind "Korrekturfaktoren" F_1, F_2 für den Leistungsbedarf zu berücksichtigen, die von den Kenngrößen der Endröhre (R_{1L}, C_a, C_g, S), vom Aufbau des Verstärkers sowie wiederum von der Bandbreite ($\omega_2 - \omega_1$) abhängen. Erst die Berücksichtigung dieser Korrekturfaktoren zeigt die Überlegenheit der schwach gedämpften Anpassungsvierpole gegenüber Vierpolen mit flacher Charakteristik.

Allgemein gilt die Beziehung

$$P \sim (\omega_2 - \omega_1)\, \overline{U}_r^{\,2} \cdot C_r \cdot F_1\left(\frac{R_{1L}}{K_{11}}\right) \cdot F_2(S,\, C_{11},\, C_g,\, \Delta\omega)\ ,$$

wobei $\overline{U}_r$ ein vom HF-Programm abhängiger Mittelwert ist. Die Daten R_{1L} und C_{11} gehen über den Faktor

$$F_1\left(\frac{R_{1L}}{K_{11}}\right)\ ,\quad \left(K_{11} = \frac{1}{(\omega_2 - \omega_1)C_{11}}\right)$$ in den Leistungsbedarf ein.

Die Zunahme mit diesem Faktor kann aus der Abb. 15 entnommen werden. Beim Modell hatte dieser Faktor Werte der gleichen Größenordnung wie sie für den Leistungsverstärkers zu erwarten ist, wenn man für die Röhren- und Schaltkapazität im Anodenkreis C_{11} = 150 - 200 pF und für den Leistungsinnenwiderstand R_{1L} Werte von 20 - 50 Ohm annimmt. Mit abnehmenden Werten des Faktors $R_{1L} \cdot C_{11}(\omega_2 - \omega_1)$ werden die Unterschiede in der Leistungsbilanz der Systeme mit stark frequenzabhängigen bzw. mit flachen Charakteristiken geringer (vgl. Abb. 15), bei höheren

Werten sind sie stärker ausgeprägt. Eine Entscheidung zu Gunsten eines dieser beiden Netzwerktypen hängt daher wesentlich davon ab, welche Werte für den Faktor R_{iL}/K_{11} anzusetzen sind. Aus Daten, die in der Veröffentlichung über das 50 MeV FFAG-Elektronensynchrotron der MURA [2] angegeben sind, berechnet man für die Bandbreite ($\Delta f \approx 11$ MHz) des geplanten Beschleunigers $R_{iL}/K_{11} \approx 0{,}45$, was im wesentlichen den beim Modellsystem vorliegenden Verhältnissen ($R_{iL}/K_{11} \approx 0{,}5$) entspricht.

Während der Faktor F_1 die Abnahme der Leistungsausnutzung m_o berücksichtigt, wird durch F_2 dem Leistungsbedarf P_v des Vorverstärkers Rechnung getragen. Bei B-Betrieb der Vorstufe sind für diesen Faktor für die Parameter (25) des geplanten Beschleunigers Werte der Größenordnung $F_2 = 1{,}05 - 1{,}2$ zu erwarten, wenn die Endstufe ebenfalls im B-Betrieb arbeitet. Da beim Modell hinsichtlich des Faktors F_2 völlig andere Verhältnisse vorliegen als beim endgültigen Leistungsverstärker, wurde auf eine experimentelle Bestimmung von F_2 verzichtet, während F_1 in den gemessenen Leistungswerten berücksichtigt ist.

Andererseits war das Verhältnis der Schirmgitterleistung, die bei den Modellmessungen mit berücksichtigt wurde, zur Anodenleistung der Endröhre beim Modell wesentlich größer als es für den endgültigen Verstärker zu erwarten ist (5 - 10 % gegenüber höchstens 2 % für Hochleistungsröhren). Dadurch wird der Fehler durch die Vernachlässigung von F_2 weitgehend kompensiert. Die erforderliche Vorstufenleistung P_v ist bei beiden Anpassungssystemen bei gleicher Resonatorspannung und äquivalentem Aufbau des Vorverstärkers rund von der gleichen Größe oder sogar etwas höher beim System mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken, so daß P_v bei diesem System prozentual stärker ins Gewicht fällt.

Für den Leistungsbedarf eines sehr verlustfreien Systems mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken erschien nach den Berechnungen des Abschnitts 2 wichtig, wieweit der Verstärker bei einzelnen Frequenzen im überspannten Betrieb arbeiten kann. Ein sehr verlustfreies Netzwerk besitzt eine Übertragungscharakteristik Z_{12} mit sehr hoher Welligkeit, die im allgemeinen Fall durch die Amplitudenregelung (oder durch andere Maßnahmen) ausgeglichen werden muß.

In der Praxis können dagegen nur endliche Welligkeitswerte ausgeregelt werden. Beim Modell lag die Z_{12}-Welligkeit bei rund 10 - 12 db (ca. 3,5 : 1), was als ein angemessener Kompromiß zwischen den Anforderungen an die Regelung und dem Leistungsbedarf zu betrachten ist. In diesem Fall konnte durch den überspannten Betrieb beim Dreikreissystem bzw. durch ein spezielles Amplitudenprogramm, bei dem $U_r(\omega)$ die Form einer Zweikreis-Bandfilterkurve mit geringer Welligkeit (maximal 1,2 : 1) besitzt, entsprechend dem Verlauf der Amplitudenkurven der Abb. 33 maximal 10 % an HF-Leistung eingespart werden. Sofern eine sehr leistungsfähige Amplitudenregelung zur Verfügung steht, durch die stärkere Welligkeiten kompensiert werden können, kann von der Möglichkeit der Leistungseinsparung durch den überspannten Betrieb oder durch spezielle U_r-Programme möglicherweise in stärkerem Umfang Gebrauch gemacht werden.

Sieht man von dieser Möglichkeit ab, so ist für die Parameter (25) sowie für $R_{iL}/K_{11} \approx 0{,}5$ des geplanten Beschleunigers unter Berücksichtigung der Leistungsaufnahme des Vorverstärkers mit einer Leistungsentnahme des HF-Systems aus dem Stromversorgungsteil zu rechnen, die für das System mit flachen Charakteristiken bei 70 - 90 kW und für das schwach gedämpfte Dreikreissystem bei 40 - 60 kW liegt. Für ein Zweikreissystem, bei dem der Resonator durch Parallelwiderstände bedämpft wird ($W \leq 3$ db für Z_{12}) ist bei sonst gleichen Voraussetzungen ein Leistungsbedarf von mindestens 140 kW zu erwarten.

Der Betrieb des Breitbandverstärkers beim Beschleuniger, insbesondere bei Anpassungssystemen mit stark frequenzabhängigen Charakteristiken, kann als Impulsbetrieb betrachtet werden. Dabei ist die Periodendauer durch die Dauer T_{rep} der Modulationsperiode gegeben. Die Betriebskosten sowie die Dimensionierung der Strom- und Spannungsversorgung richten sich einerseits nach dem mittleren Leistungsbedarf und den Mittelwerten für Ströme und Spannungen. Dementsprechend wurde oben im allgemeinen der mittlere Leistungsbedarf als Bezugswert gewählt. Daneben sind jedoch auch die im Verlauf der Modulationsperiode auftretenden Spitzenwerte von Bedeutung, beispielsweise bei Überlegungen zur momentanen Belastbarkeit des "Netzgerätes" oder zur Durchschlagfestigkeit einzelner Schaltelemente.

Ebenso sind bei den Grenzwerten für Röhrenspannungen und -Ströme verschiedene Maßstäbe anzulegen: Für Grenzwerte, die durch auftretende Erwärmungseffekte vorgeschrieben sind (Anodenverlustleistung, Schirmgitter- und Gitterverlustleistung), sind die Mittelwerte pro Beschleunigungszyklus maßgeblich. Für Maximalwerte, die durch die Durchschlagfestigkeit einzelner Elektroden oder durch die Emissionsfähigkeit der Kathode vorgegeben sind, sind in erster Linie die im Verlauf der Periode auftretenden Spitzenwerte von Bedeutung. Während beim Dauerbetrieb jedoch im allgemeinen hohe Sicherheitsfaktoren eingehalten werden müssen (insbesondere für den Kathodenstrom), kann die Aussteuerung im Impulsbetrieb kurzzeitig bis dicht an die physikalischen Grenzwerte ausgedehnt werden [18].

Die experimentell untersuchten Anpassungsnetzwerke sind dem stark idealisierten "Modellprogramm" A (lineare Frequenzvariation) angepaßt. Den Verhältnissen beim Beschleuniger entspricht dagegen eher das Programm B ($\dot{\omega} \sim e^{\gamma_1 \omega}$). Durch die Anpassung der Vierpolcharakteristiken an dieses oder ein anderes vorgegebenes Programm kann unter Umständen die Leistungsbilanz weiter verbessert werden.

Der Entwurf eines schwach gedämpften Vierpols (beispielsweise eines Dreikreissystems), dessen Charakteristiken einem vorgegebenen HF-Programm angepaßt sind, ist in der gleichen Weise durchführbar, die oben am Beispiel des Programms A erläutert wurde.

Ebenso können Vierpole mit flachen (aber nicht mehr "rechteckigen") Charakteristiken entworfen werden, die dem Programm B oder einem anderen vorgegebenen Programm angepaßt sind.

Zusätzlich zu den in dieser Arbeit beschriebenen Methoden zur Leistungseinsparung können weitere Wege zur Verbesserung der Leistungsbilanz beschritten werden. Beispielsweise kann durch die Verwendung von Beschleunigungsresonatoren, deren Innenleiter sich über Teilstücke des Radiusintervalls erstrecken, ein erheblicher Prozentsatz an HF-Leistung eingespart werden. Diese Möglichkeit, von der zusätzlich zur Breitbandanpassung Gebrauch gemacht werden kann, wird von W. RUDLOFF [16] ausführlich diskutiert.

Bei Verwendung aufgeteilter Resonatoren haben die Teilelektroden eine geringere Kapazität und arbeiten teilweise in einem geringeren Bandbreiteintervall. Für die Breitbandanpassung ergeben sich keine prinzipiell neuen Gesichtspunkte. Da mit abnehmender Bandbreite der Leistungsinnenwiderstand weniger ins Gewicht fällt, können sich die Verhältnisse allerdings etwas zu Gunsten gedämpfter Vierpole ändern.

Bei einem System geteilter Resonatoren können die Anpassungsnetzwerke als "Frequenzweichen" arbeiten, so daß jedes Teilsystem automatisch nur im entsprechenden Bandbreitenintervall eine Beschleunigungsspannung liefert. In vielen Fällen wird es jedoch günstiger sein, eine solche Weiche in einer Vorstufe vorzusehen und jedes Teilsystem aus einer gesonderten Endstufe zu betreiben, oder die einzelnen Teilsysteme derart auszulegen, daß mit ihnen weitgehend unabhängig voneinander geeignet synchronisierte Beschleunigungsspannungen erzeugt und nach vorgegebenem Programm variiert werden können.

Die Leistungsstufe eines jeden dieser Teilsysteme unterscheidet sich dabei im Prinzip nicht vom oben beschriebenen Modellsystem, für die Parameter, die als Beispiel benutzt wurden, sind jedoch andere Werte zu setzen.

In anderen Arbeiten zur Breitbandanpassung [1] - [7] wird der Leistungsbedarf für vorgegebene Netzwerke berechnet und der Aufbau und Abgleich des Systems beschrieben [1], [2], [5], [7]. Direkt gemessene Leistungswerte werden nicht angegeben, so daß keine experimentell ermittelten Vergleichswerte für die gemessenen Leistungswerte der vorliegenden Arbeit zur Verfügung stehen.

Anhang 1. Möglichkeiten zur Berechnung des Leistungsbedarfs bei vorgegebenen Frequenzcharakteristiken

A 1.1 Wege zur Berechnung der Leistungsbilanz mit Hilfe der BODEschen Integralbeziehungen

Zur Bestimmung der optimal erreichbaren Leistungsverhältnisse bei vorgegebenen Frequenzcharakteristiken

$$F_{12} = \frac{Z_{12}}{B_{12}}$$

$$F_{11} = \frac{Z_{11}}{B_{11}}$$

$$F_A = \frac{A}{B_A} .$$

ist es nach den Ausführungen des Abschnitts 2.4 ausreichend, die optimal erreichbaren Werte für die Normierungsfaktoren B_{11}, B_{12} bzw. B_A zu bestimmen. Diese Werte lassen sich unter Benutzung der von BODE [8] angegebenen Integralbeziehungen in folgenden Schritten berechnen:

1. Die zu $F_A(\omega)$ gehörende Mindestphase $\varphi_1(\omega)$ wird nach den in der Netzwerktheorie abgeleiteten Beziehungen [8], [18] berechnet, und um eine weitgehend frei wählbare Allpaßphase $\varphi_2(\omega)$ ergänzt. Ist F_A nur innerhalb des Frequenzintervalls $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ vorgegeben, so ermöglicht erst die zusätzliche Annahme $|\varphi_1| = n \cdot \frac{\pi}{2}$, $n = 1, 3, 5 \ldots$ für alle Frequenzen außerhalb dieses Intervalls die Berechnung von $\varphi_1(\omega)$ für den gesamten Frequenzbereich $0 \leq \omega \leq \infty$ [8]. Nach Berechnungen von BODE [8] für ein ähnliches Problem ist bei dieser zusätzlichen Festlegung das Optimum des Normierungsfaktors für die Übertragungsfunktion $\underline{A(\omega)}$ zu erwarten. Ebenso können die Mindestphasen zu Z_{11} und Z_{12} aus vorgegebenen Charakteristiken für Z_{11} und Z_{12} berechnet werden. Dabei ist die Phase von $\underline{Z_{11}}$ stets eine Mindestphase, während die Phase von $\underline{Z_{12}}$ einen Allpaßanteil enthalten kann.

2. Aus der Beziehung

$$\int_{-\infty}^{\infty} |R_e(\underline{A})| d\Omega = B_A \int_{-\infty}^{\infty} F_A(\Omega) \cdot |\cos(\varphi_1(\Omega) + \varphi_2(\Omega))| d\Omega \leq \frac{2\pi}{\omega_r C_r} \qquad \text{(a1)}$$

läßt sich eine obere Grenze für B_A errechnen, die im allgemeinen für eine spezielle Allpaßphase $\varphi_2(\Omega)$ erreicht wird. In (a1) bedeutet ω_r die Eigenfrequenz, C_r die Kapazität des Beschleunigungsresonators, der als LC-Kreis vorausgesetzt wird, $\Omega = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}$ ist eine passend normierte Frequenz. Für einen $\frac{\lambda}{4}$ oder $\frac{\lambda}{2}$ Beschleunigungsresonator gilt die gleiche Beziehung, wenn man unter C_r die Kapazität des LC-Ersatzkreises versteht und

$$\Omega = -\frac{4}{\pi} \cot \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_r} \qquad \text{beim } \frac{\lambda}{4}\text{ - bzw.}$$

$$\Omega = \frac{2}{\pi} \tan \pi \frac{\omega}{\omega_r} \qquad \text{beim } \frac{\lambda}{2}\text{ -System setzt.}$$

In allen Fällen gilt für kleine Bandbreiten ($|\omega - \omega_r|^2 \ll 1$) die Näherung $\Omega \approx \frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r}$.

3. Aus der Beziehung

$$\int_{-\infty}^{\infty} A(\Omega) \frac{\cos^2 \varphi_{12}(\Omega)}{\cos \varphi_{11}(\Omega)} d\Omega = B_A \int_{-\infty}^{\infty} F_A(\Omega) \frac{\cos^2 \varphi_{12}(\Omega)}{\cos \varphi_{11}(\Omega)} d\Omega \leq \frac{\pi}{\omega_r C_r} \qquad \text{(a2)}$$

kann eine schärfere Grenze für B_a bestimmt werden, sofern φ_{12} und φ_{11} bekannt oder aus vorgegebenen Charakteristiken berechenbar sind. Schließlich sind bei vielen Berechnungen die Beziehungen

$$B_{11} \int_0^{\infty} F_{11}(\omega) \cos \varphi_{11} \, d\omega \leq \frac{\pi}{2C_{11}} \qquad \text{(a3)}$$

und

$$B_{12} \int_0^{\infty} F_{12}(\omega) \, |\cos \varphi_{12}| d\omega \leq \frac{\pi}{\sqrt{C_{11} C_r}} \qquad \text{(a4)}$$

sowie

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\ln \left(\frac{F_{11}(\omega)}{B_{11}}\right) \omega \cdot d\omega}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}} \leq \frac{\pi}{2} \ln \left(\frac{2}{(\omega_2 - \omega_1) C_{11}}\right) \qquad \text{(a5)}$$

nützlich.

Die Beziehungen (a3), (a4) und (a5) sind von BODE [8] angegeben worden; (a1) läßt sich ableiten, indem die durch (13) definierte Übertragungsfunktion $\underline{A}$ gemäß (24)

$$\underline{A} = \frac{\underline{Z_{12}}^2}{\underline{Z_{11}}} = -\underline{Z_{22}} - \left(-\frac{1}{\underline{Y_{22}}}\right) = \underline{Z_2^{(\infty)}} - \underline{Z_2^{(o)}} \qquad (24)$$

als Differenz der Zweipolfunktionen $-\underline{Z_{22}} = Z_2^{(\infty)}$ und $-\frac{1}{\underline{Y_{22}}} = \underline{Z}^{(o)}$ dargestellt wird (vgl. |14|) und indem man die Integralbeziehungen für den Realteil R einer Impedanz $\underline{Z}$ mit einem C- bzw. L-Parallelelement [8]

$$\int_o^\infty R(\omega)d\omega \leq \frac{\pi}{2}\frac{1}{C} \; ; \int_o^\infty R(\omega)\frac{d\omega}{\omega^2} \leq \frac{\pi}{2} L$$

auf die Zweipolfunktionen $\underline{Z_2^{(\infty)}}$ und $\underline{Z_2^{(o)}}$ anwendet. $\underline{Z_2^{(\infty)}} = -\underline{Z_{22}}$ ist dabei die parallel zum Beschleunigungsresonator gemessene Impedanz des Gesamtvierpols (Abb. 1) bei Leerlauf, $\underline{Z_2^{(o)}} = -\frac{1}{\underline{Y_{22}}}$ die entsprechende Impedanz bei Kurzschluß des Vierpoleingangs [14].

Ebenso erhält man (a2) aus der Beziehung

$$\frac{R_{12}^2}{R_{11}} \leq (-R_{22}) = R_2^{(\infty)} \qquad (a6)$$

für die Realteile der Elemente $\underline{Z_{11}}$, $\underline{Z_{12}} = -\underline{Z_{21}}$ und $-\underline{Z_{22}} = \underline{Z_2^{(\infty)}}$ der Widerstandsmatrix des Gesamtvierpols (Abb. 1) |14|. Wie in der Netzwerktheorie gezeigt wird (vgl. [14]) ist (a6) eine notwendige Bedingung dafür, daß der Vierpol mit R-, L-, C-Elementen realisierbar ist.

Berechnungen mit Hilfe der oben zusammengestellten Beziehungen werden im folgenden für einige spezielle Beispiele durchgeführt.

A 1.2 Abhängigkeit des Leistungsbedarfs von der Bandbreite und der Kapazität der Beschleunigungselektroden

Aus den oben zusammengestellten Beziehungen läßt sich ein allgemeiner Zusammenhang zwischen dem Leistungsbedarf, der Kapazität des LC-Ersatzkreises für den Beschleunigungsresonator und der Bandbreite ableiten.

Bei vorgegebener Frequenzcharakteristik $F_a = A(\omega)/B_A$ ist die Mindestphase $\varphi_1(\Omega)$ durch die BODEschen Relationen festgelegt. Über die Allpaßphase $\varphi_2(\Omega)$ sei derart verfügt, daß sich das Optimum für den Leistungsbedarf ergibt. Damit kann die Gesamt-

phase $\varphi_A(\Omega) = \varphi_1(\Omega) + \varphi_2(\Omega)$ als vorgegeben vorausgesetzt werden.

Der Mindestwert (12c) für den Leistungsbedarf ist bei vorgegebener Charakteristik $F_A(\Omega)$ bekannt. Nach (12) ist

$$P = \frac{1}{T_{rep} \cdot B_A} \cdot \int_0^{T_{rep}} \frac{\frac{1}{2} U_r^2(t)}{m_o \cdot F_A} dt \quad . \tag{a7}$$

Dabei sind $U_r(t)$, $F_A(t)$ und T_{rep} bei vorgegebenem HF-Programm und vorgegebenem $F_A(\omega)$ bekannt, m_o kann in erster Näherung als konstant betrachtet werden. Dies vorausgesetzt gilt

$$P \sim \frac{1}{B_A} \quad ,$$

wobei der Proportionalitätsfaktor durch das Integral in (a7) gegeben ist.

Der Wert des Normierungsfaktors B_A ist aus (a1) zu berechnen. Anschaulich interpretiert bedeutet (a1), daß in einem Diagramm $B_A \cdot F_A \cdot |\cos \varphi_A| = f(\Omega)$ die zwischen der Kurve $B_A \cdot F_A \, |\cos \varphi_A| \geq 0$ und der Ω-Achse gelegene Fläche im gesamten Bereich $-\infty \leq \Omega \leq \infty$ den Inhalt $\frac{a \cdot 2\pi}{\omega_r \cdot C_r}$ besitzt. Durch den Faktor $0 \leq a \leq 1$ ist berücksichtigt, daß die obere Grenze $\frac{2\pi}{\omega_r \cdot C_r}$ für den Flächeninhalt nicht bei allen Frequenzcharakteristiken $F_A(\Omega)$ erreicht wird.

Die Teilfläche

$$I_1 = \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} F_A \cdot B_A \, |\cos \varphi_A| d\Omega$$

im Bereich $\Omega_1 \leq \Omega \leq \Omega_2$ ist bestenfalls der Gesamtfläche I gleich, exakt nur dann, wenn $B_A \cdot F_A \, |\cos \varphi_A|$ außerhalb des Arbeitsbandes verschwindet. Allgmein gilt

$$I_1 = b \cdot I \quad , \tag{a8}$$

wobei durch den Faktor $0 \leq b \leq 1$ berücksichtigt ist, daß ein Teil der Gesamtfläche möglicherweise außerhalb des Arbeitsbereiches liegt. Der Wert des Normierungsfaktors B_A, der bisher als beliebig vorausgesetzt war, sei nunmehr derart festgelegt,

daß $F_A \cos \varphi_A$ an einer vorgegebenen Stelle des Arbeitsbandes (beispielsweise bei $\Omega = 0$) unabhängig von der Bandbreite den Wert 1 annimmt. Die normierte Fläche

$$I_N = \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} F_A \, |\cos \varphi_A| \, d\Omega$$

ist der Bandbreite proportional

$$I_N = c(\Omega_2 - \Omega_1) \ ,$$

wobei der Proportionalitätsfaktor c durch die vorgegebene Frequenzcharakteristik bestimmt ist.

Die Fläche I_1 erhält man aus der normierten Fläche zu

$$I_1 = I_N \cdot B_A = c \cdot (\Omega_2 - \Omega_1) \cdot B_A \ .$$

Nach (a8) ist jedoch

$$I_1 = b \cdot I = a \cdot b \cdot \frac{2\pi}{\omega_r C_r}$$

und damit

$$P \sim \frac{1}{B_A} = \frac{c}{a \cdot b} \frac{\omega_r C_r}{2\pi} (\Omega_2 - \Omega_1) \ . \qquad \text{(a9)}$$

Für $\left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_r}\right)^2 \ll 1$ gilt die Näherung $\Omega \approx \frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r}$,

$\Omega_2 - \Omega_1 = 2 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_r}$. Damit ist

$$P \sim (\omega_2 - \omega_1) C_r \ .$$

Unter den erläuterten Voraussetzungen ist der Leistungsbedarf der Kapazität des LC-Ersatzkreises für die Beschleunigungselektroden und der Bandbreite proportional.

Aus (a9) ersieht man, daß der Leistungsbedarf das Optimum

$$P \sim \frac{c}{2\pi} \omega_r C_r (\Omega_2 - \Omega_1)$$

erreicht, wenn die Fläche

$$\int_{-\infty}^{\infty} F_A \cdot B_A \cdot |\cos \varphi_A| \, d\Omega$$

nach (a1) den Maximalwert $\frac{2\pi}{\omega_r C_r}$ annimmt (a = 1) und $B_A \cdot F_A |\cos \varphi_A|$

außerhalb des Arbeitsbereiches verschwindet (b = 1). Anders ausgedrückt: Bei vorgegebener Charakteristik $F_A(\Omega)$ nimmt der Leistungsbedarf umgekehrt proportional zur Fläche

$$\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} B_A \cdot F_A \, |\cos \varphi_A| \, d\Omega$$

ab.

A 1.3 Eine untere Grenze für den Leistungsbedarf bei "Rechteckcharakteristik" der Übertragungsfunktion $\underline{A} = \frac{U_r^2}{\underline{U}_{a1} \cdot \underline{I}_{a1}}$

Unter Rechteckcharakteristik von A wird ein Frequenzverhalten

$$A(\omega) \begin{cases} = B_A = \text{const} & \text{für} \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \\ = 0 & \text{für} \quad 0 < \omega < \omega_1 \quad \text{und} \quad \omega_2 < \omega < \infty \end{cases} \tag{a10}$$

verstanden. Die zugehörige Mindestphase (vgl. [8])

$$\varphi_{A1} = - n \cdot \arcsin \frac{\Omega}{\Omega_c} \quad \text{für} \quad -\Omega_c \leq \Omega \leq \Omega_c \quad n = 1, 3,5... \tag{a11}$$

mit $\Omega = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}$ und $\Omega_c = \Omega(\omega_1) = -\Omega(\omega_2)$ erhält man aus den von BODE angegebenen Beziehungen, wenn man

$$A = \text{const} \quad \text{für} \quad -\Omega_c \leq \Omega \leq \Omega_c$$

$$\varphi_A = \pm n \cdot \frac{\pi}{2} \quad \text{für} \quad \Omega_c < |\Omega|, \quad n = 1, 3, 5 \ldots \tag{a12}$$

voraussetzt. Nach BODE [8], [9] erhält man das Maximum für den Normierungsfaktor bereits mit einem Mindestphasennetzwerk, so daß eine Allpaßphase bei der weiteren Durchrechnung nicht berücksichtigt zu werden braucht.

Damit erhält man nach (a1)

$$B_A \int_{-\Omega_c}^{\Omega_c} |\cos(n \cdot \arcsin \frac{\Omega}{\Omega_c})| \, d\Omega \leq \frac{2\pi}{\omega_r C_r} , \tag{a13}$$

wobei vorausgesetzt ist, daß der Resonator auf die normierte Frequenz Ω = 0 abgestimmt ist; anderenfalls erhielte man keine symmetrische Charakteristik A(Ω) = A(-Ω) und damit keine Rechteckcharakteristik. Das Integral in (a13) ergibt [8]

$$\int_{-\Omega_c}^{\Omega_c} \left|\cos\left(n \cdot \arcsin \frac{\Omega}{\Omega_c}\right)\right| d\Omega = \frac{2n\Omega_c}{n^2-1} \cot \frac{\pi}{2n} \,. \tag{a14}$$

Damit wird

$$B_A \leq \frac{\pi}{\Omega_c \cdot \omega_r \cdot C_r} \frac{n^2 - 1}{n} \tan \frac{\pi}{2n} \,. \tag{a15}$$

Dieser Ausdruck erreicht im Grenzfall $n \to \infty$ das Maximum

$$B_A(n \to \infty) \leq \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\Omega_c \cdot \omega_r \cdot C_r} \,. \tag{a16}$$

Nach (a2) erhält man mit $A(\omega) = \text{const}$ entsprechend der Vorgabe (a10) für den mittleren Leistungsbedarf bei beliebigem HF-Programm den Mindestwert

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{B_A} \frac{1}{T_{rep}} \int_0^{T_{rep}} \frac{\frac{1}{2} U_r^2}{m_o} dt \\ &\geq \frac{2\Omega_c \cdot \omega_r \cdot C_r}{\pi^2} \frac{1}{T_{rep}} \int_0^{T_{rep}} \frac{\frac{1}{2} U_r^2}{m_o(t)} dt \end{aligned} \tag{a17}$$

Eine notwendige Voraussetzung für die Gültigkeit der Gleichheitszeichen in (a1) usw. ist:

$$\begin{aligned} &R_e(\underline{Z}_2^{(o)}) = 0 \quad \text{für} \quad R_e(\underline{Z}_2^{(\infty)}) \neq 0 \\ &R_e(\underline{Z}_2^{(\infty)}) = 0 \quad \text{für} \quad R_e(\underline{Z}_2^{(o)}) \neq 0 \,. \end{aligned} \tag{a18}$$

Eine Untersuchung darüber, wieweit diese Bedingungen realisierbar sind, wird im folgenden durchgeführt. Dabei zeigt es sich, daß der Leistungswert (a17) allenfalls mit einem Vierpol zu erreichen ist, dessen Charakteristiken Z_{11} und $Z_{12}^2 \sim Z_{11}$ eine sehr starke Frequenzabhängigkeit (d.h. eine sehr große Welligkeit) besitzen.

Aus der Beziehung (a2) ergibt sich für den Spezialfall (a10) eines Vierpols mit Reckteckcharakteristik von A

$$A \int_{-\Omega_c}^{\Omega_c} \frac{\cos^2 \varphi_{12}}{\cos \varphi_{11}} \, d\Omega \leq \frac{\pi}{\omega_r C_r} \cdot \tag{a19}$$

Die Phase φ_{12} kann aufgrund von der Definition (13) von $\underline{A}$

$$\underline{A} = \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}} \tag{13}$$

durch die Phasen von Z_{11} und A ausgedrückt werden:

$$2\varphi_{12} = \varphi_A - \varphi_{11} \cdot \tag{a20}$$

Mit φ_A nach (a12) gilt

$$2\varphi_{12} = - n \cdot \arcsin \frac{\Omega}{\Omega_c} + \varphi_{11} = -n\varphi + \varphi_{11} \cdot \tag{a20a}$$

Mit der Substitution

$$d\Omega = \cos \varphi \, d\varphi \cdot \Omega_c \quad (\text{mit } \varphi = n \cdot \arcsin \frac{\Omega}{\Omega_c} \text{ nach (a20}\alpha\text{)})$$

erhält man durch trigonometrische Umformung aus (a19)

$$\frac{\Omega_c B_A}{2} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_{11}} \left[1 - \sin \varphi_{11} \sin n\varphi\right] d\varphi + \frac{\Omega_c}{B_A} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \varphi \cos n\varphi \, d\varphi \leq \frac{\pi}{\omega_r C_r} \tag{a21}$$

Für n > 1 ist dabei das 2. Integral gleich Null, das 1. Integral enthält die Anteile

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_{11}} \, d\varphi$$

und

$$- \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\cos \varphi \tan \varphi_{11}\right] \sin(n\varphi) d\varphi = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} g(\varphi_{11}) \sin(n\varphi) d\varphi \, .$$

Der zweite Ausdruck kann als n-te Fourierkomponente der Funktion

$$g(\varphi_{11}) = \cos \varphi \tan \varphi_{11}$$

gedeutet werden. Sofern nicht $g(\varphi_{11})$ und damit $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi_{11} \leq \frac{\pi}{2}$ von der gleichen Größenordnung variiert wie $\cos n\varphi = \cos(n \cdot \text{arc sin } \frac{\Omega}{\Omega_c})$, verschwindet dieser Fourierkoeffizient für großes n. Dies vorausgesetzt erhält man aus (a21)

$$\frac{B_A \Omega_c}{2} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_{11}} \, d\varphi \leq \frac{\pi}{2\omega_r C_r} . \qquad \text{(a22)}$$

Da $\cos \varphi_{11} \leq 1$ gilt, kann aus (a22) unmittelbar eine Abschätzung für B_A gewonnen werden. Es gilt mit φ nach (a20a)

$$\frac{B_A \Omega_c}{2} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \varphi \, d\varphi = B_A \Omega_c \leq \frac{\pi}{\omega_r C_r} \qquad \text{(a22a)}$$

Dieser Wert für B_A, der unter der Voraussetzung schwacher Frequenzabhängigkeit von φ_{11} abgeschätzt wurde, ist um den Faktor $\frac{\pi}{2}$ ungünstiger als der Optimalwert (a16). Der Wert (a16) kann daher nur erreicht werden, sofern $g(\varphi_{11})$ und damit φ_{11} stark variieren.

Aufgrund der BODEschen Zusammenhänge zwischen Phase und Betrag von Netzwerkfunktionen führt eine starke Variation der Phase φ_{11} zu einer entsprechend starken Variation des Betrags. Der Optimalwert (a16) kann daher nur mit einem Vierpol mit stark frequenzabhängigem Eingangswiderstand Z_{11} realisiert werden. Dieser Vierpol besitzt damit wegen der Voraussetzung (a10) ($A = \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}} = \text{const}$) eine stark frequenzabhängige Übertragungsimpedanz Z_{12}.

A 1.4 Leistungsbedarf für ein System mit flacher Charakteristik der Eingangsimpedanz Z_{11} und der Übertragungsimpedanz Z_{12}

Als weitere Spezialisierung wird

$$\left.\begin{aligned} Z_{11} &= B_{11} = \text{const} \\ Z_{12} &= B_{12} = \text{const} \end{aligned}\right\} \quad \text{für} \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$$

vorausgesetzt.

Die Phase φ_{12} ist im Optimalfall außerhalb des Arbeitsbereiches zu

$$|\varphi_{12}| = n \cdot \frac{\pi}{2} \qquad n = 1, 3, 5 \ldots \tag{a23}$$

zu wählen. Für den Arbeitsbereich berechnet man nach BODE die Mindestphase

$$\varphi_{12} = - n \cdot \arcsin \frac{\Omega}{\Omega_c} = - n \cdot \varphi . \tag{a24}$$

Ohne Voraussetzung über die Phase φ_{11} der Eingangsimpedanz gilt mit (a2) die Abschätzung

$$\frac{B_{12}^2}{B_{11}} \leq \frac{\pi}{\Omega_c \cdot C_r \cdot \omega_r} . \tag{a25}$$

Zur Berechnung von (a25) wurde $\varphi_{11} = 0$ gesetzt, was formal zum Maximum von $\frac{B_{12}^2}{B_{11}}$ nach (a2) führt, für andere Werte von φ_{11} gibt (a25) eine obere Grenze. Zur genaueren Berechnung ist über φ_{11} zu verfügen. Setzt man außerhalb des Arbeitsbandes $Z_{11} \to 0$, so ist $\varphi_{11} = - \varphi$ (mit φ nach (a24)) zu setzen. Damit erhält man aus (a2) mit φ_{12} nach (a24)

$$\frac{B_{12}^2}{B_{11}} \leq \frac{2}{\Omega_c \cdot C_r \cdot \omega_r} . \tag{a25a}$$

Für Z_{11} berechnet man aus (a15) den oben (Abschnitt 2.4) angegebenen Wert (20).

Anhang 2 Wege zur Bestimmung optimaler Frequenzcharakteristiken

A2.1 Optimale Frequenzcharakteristik bei Verwendung eines Anpassungszweipols

In manchen Fällen, insbesondere, wenn ein geringer Phasengang des HF-Systems erforderlich ist, erweist es sich als vorteilhaft, die Beschleunigungselektroden hochfrequenzmäßig unmittelbar an den Verstärker zu koppeln. Der Anpassungsvierpol entartet in diesem Fall zu einem Zweipol, der hochfrequenzmäßig als parallel zur Beschleunigungsspannung geschaltet aufgefaßt werden kann. Es gilt für diesen Spezialfall

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{11} = \underline{A} = \underline{Z} \,, \tag{a26}$$

wobei $\underline{Z}$ die Impedanz der Parallelschaltung aus HF-Elektroden und Anpassungszweipol bedeutet. Nach BODE [8] gilt für die Impedanz eines RLC-Zweipols mit der Parallelkapazität C:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\ln Z \; \omega \cdot d\omega}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)\,(\omega_2^2 - \omega^2)}} \leq \frac{\pi}{2} \ln \frac{2}{C(\omega_2 - \omega_1)} \,. \tag{a5a}$$

Im vorliegenden Fall ist

$$C = C_{11} + C_r$$

durch die Röhren- und Streukapazität C_{11} und die Kapazität C_r der Beschleunigungselektroden gegeben.

Der Mindestwert für den mittleren Leistungsbedarf ist nach (12c)

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T_{rep}} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{2} \frac{U_r^2}{m_o |\dot{\omega}|} \frac{1}{A} \, d\omega \\ &= \frac{1}{T_{rep}} \int_{\omega_1}^{\omega_2} g_1(\omega) \cdot \frac{1}{Z(\omega)} \, d\omega \quad \text{mit } T_{rep} = \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{d\omega}{|\dot{\omega}|} \,. \end{aligned} \tag{a27}$$

Bei vorgegebenem HF-Programm (U(t) und $\omega(t)$ vorgegeben) und konstanter Leistungsaussteuerung $m_o \leq 1$ ist die Gewichts-

funktion

$$g_1 = \frac{U_r^2}{2m_o|\dot{\omega}|} \sim \frac{U_r^2}{|\dot{\omega}|} \quad \text{für} \quad m_o \approx \text{const}$$

eine vorgegebene Funktion.

Die Optimalisierung der Leistungsbilanz

$$P \to \text{Min}$$

führt auf ein spezielles isoperimetrisches Variationsproblem [15], [22] der Form

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} g_1(\omega) \cdot \frac{1}{Z}\, d\omega \to \text{Min} \tag{a28}$$

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} g_2(\omega) \ln Z \, d\omega = b \tag{a29}$$

$$\text{mit } g_2(\omega) = \frac{\pi}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}}$$

$$\text{und } b = \frac{\pi}{2} \ln \frac{2}{C(\omega_2 - \omega_1)} .$$

Zur Lösung wird die Hamiltonfunktion [15]

$$H = \frac{g_1}{Z} + \lambda g_2 \ln Z$$

eingeführt. Dabei bedeutet λ einen von ω unabhängigen Lagrange-Multiplikator [15], [22]. Aus der notwendigen Bedingung (Spezialfall der Eulerschen Differentialgleichung [15], [22] für $\frac{\partial H}{\partial Z'} = 0$)

$$\frac{\partial H}{\partial Z} = 0$$

für ein Extremum des Integrals (a28) erhält man für die optimale Frequenzcharakteristik Z

$$-\frac{g_1}{Z^2} + \frac{\lambda g_2}{Z} = 0 \tag{a30}$$

$$Z = \frac{g_1}{\lambda g_2} \sim \frac{g_1}{g_2}$$

Die Berechnung des Wertes für λ kann nunmehr mit Hilfe von (a29) durchgeführt und damit nach (a27) der Leistungsbedarf für den Optimalfall berechnet werden.

Als Beispiel wird wiederum das HF-Programm (A) (g_1 = const) gewählt. Nach (a30) erhält man den Optimalwert

$$Z = \frac{1}{\lambda g_2} = \frac{1}{\lambda} \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}}{\omega} . \qquad \text{(a31)}$$

Nach (a29) gilt

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\ln(\frac{1}{\lambda g_2})}{g_2} d\omega \leq \frac{\pi}{2} \ln \frac{2}{(\omega_2 - \omega_1)C} .$$

Dieses Integral kann ausgewertet werden. Mit dem daraus gewonnenen Wert für λ sowie mit $m_o \approx$ const erhält man für den Leistungsbedarf nach (a27)

$$P = \lambda \frac{U_r^2}{2m_o} \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} g_2 \, d\omega = \frac{\pi}{8} \frac{U_r^2}{2m_o} (\omega_2 - \omega_1)C . \qquad \text{(a32)}$$

Dabei soll die Frage nicht weiter behandelt werden, inwieweit ein Netzwerk mit der Charakteristik (a31) im Durchlaßbereich und $|\varphi_{11}| = \frac{\pi}{2}$ für alle Frequenzen außerhalb des Durchlaßbereiches (nur unter dieser Voraussetzung gilt das Gleichheitszeichen in (a5a)) realisierbar ist. Dies erscheint gerechtfertigt, da der Leistungsbedarf nur relativ schwach von der Frequenzcharakteristik von Z abhängt, so daß man einfache Netzwerke mit einer von (a31) abweichenden Charakteristik zur Zweipolanpassung bevorzugen wird.

A 2.2 Bestimmung optimaler Frequenzcharakteristiken für den Anpassungsvierpol

Beim Zweipol besteht nach (a5a) ein direkter Zusammenhang zwischen der für die Leistungsverhältnisse maßgeblichen Übertragungsfunktion A = Z und den Kapazitäten C_r der Beschleunigungsstrecke sowie der Anoden- und Streukapazität C_{11}. Beim Vierpol scheint dagegen kein unmittelbarer Zusammenhang dieser Art zu bestehen. Vielmehr ist hier der Betrag von A aus (a1) zu berechnen, wobei zwischen der Mindestphase und der Frequenz-

charakteristik $F_A(\omega)$ des Betrages die BODEschen Beziehungen für Betrag und Phase von Netzwerkfunktionen bestehen. Beispielsweise gilt unter der Voraussetzung

$$\varphi_{A1} = n \cdot \frac{\pi}{2} \qquad \text{für} \qquad 0 \leq \omega < \omega_1$$

$$\varphi_{A1} = -n \cdot \frac{\pi}{2} \qquad \text{für} \qquad \omega_2 \leq \omega \leq \infty \,,$$

die nach BODE das Optimum von $A(\omega)$ für $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ erwarten läßt, für die zugehörige Mindestphase

$$\varphi_{A1}(\omega) = -n \cdot \arcsin \frac{\Omega(\omega)}{\Omega_c} + \frac{2}{\pi} \sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)\,(\omega_2^2 - \omega^2)} \cdot \tag{a33}$$

$$\cdot \int_{\xi=\omega_1}^{\omega_2} \ln F_A(\xi) \, \frac{\xi \, d\xi}{\sqrt{(\xi^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \xi^2)}\,(\xi^2 - \omega^2)} \,.$$

Die Berechnung optimaler Charakteristiken ließe sich im Prinzip auf ein Variationsproblem mit der Nebenbedingung (a1) zurückführen, wobei zusätzlich der Zusammenhang (a33) zwischen Frequenz- und Phasencharakteristik zu berücksichtigen ist.

Dabei tauchen jedoch zumindest zwei prinzipielle Schwierigkeiten auf: Einmal besteht nur zwischen Betrag und Mindestphase von A ein einheitlicher Zusammenhang, zum andern gilt das Gleichheitszeichen in (a1) nur unter den speziellen Voraussetzungen (a18). Daher wäre nach der Berechnung der "optimalen" Frequenzcharakteristik zu prüfen, inwieweit für diese Charakteristik das Gleichheitszeichen in (a1) gilt und wieweit sich durch Einführen einer Allpaßphase die Leistungsverhältnisse verbessern lassen.

Selbst unter Vernachlässigung dieser Gesichtspunkte führt der beschriebene Weg auf eine singuläre Integralgleichung für die Optimalcharakteristiken, die möglicherweise mit keiner der Standardmethoden der Theorie der Integralgleichungen exakt zu lösen ist.

Daher scheint ein indirekter Weg zweckmäßiger, der die erwähnten Schwierigkeiten umgeht. Als Ausgangspunkt dient dabei eine Analyse der Bedingungen, unter denen das Gleichheitszeichen in (a1) gilt. Dies scheint nur für verlustfreie Vierpole der

Fall zu sein. Die Bestimmung optimaler Frequenzcharakteristiken für einen verlustfreien Vierpol läßt sich im wesentlichen mit den gleichen Methoden durchführen, die oben beim Zweipol benutzt worden sind.

Zusammenstellung verwendeter Zeichen und Symbole, Erläuterungen zur Schreibweise komplexer und zeitabhängiger Größen

Bezeichnungen und Symbole sind entsprechend den Empfehlungen des Deutschen Normenausschusses (DIN-Taschenbuch 22) gewählt.

Komplexe Größen sind durch Unterstreichung gekennzeichnet, z.B.

$$\underline{Z} = Z \cdot e^{i\varphi} = \mathrm{Re}\underline{Z} + i\,\mathrm{Im}\,\underline{Z} = R + iX \ .$$

Größen mit allgemeiner hochfrequenter Zeitabhängigkeit werden durch kleine Buchstaben gekennzeichnet; Amplituden hochfrequenter Wechselstromgrößen (sinusförmige Zeitabhängigkeit) durch große Buchstaben. Beim Auftreten mehrerer Harmonischer wird die Ordnungszahl des Fourierkoeffizienten als Index benutzt, z.B.

$$i_a = i_a(t) = \sum I_{an} \cdot \cos(n\,\omega t + \varphi_n) = \sum \mathrm{Re}\,\underline{I}_{an} \ .$$

Beim HF-System eines Beschleunigers besitzen viele Größen eine doppelte Zeitabhängigkeit. Sie variieren einmal hochfrequent, d.h. innerhalb einer Umlaufsperiode $T_p = \frac{2\pi}{\omega_p}$ der Teilchen, zum andern niederfrequent, d.h. innerhalb der Wiederholperiode $T_{rep} = \frac{2\pi}{\omega_{rep}}$ des HF-Programms. Daher ist eine Fourier-Entwicklung der Betriebsgrößen nach Harmonischen der Umlaufsfrequenz streng nicht durchführbar. Die niederfrequente Variation findet beim Beschleuniger im allgemeinen jedoch adiabatisch [16], [17], [20], [21], d.h. langsam gegenüber der hochfrequenten Änderung statt. In diesem Fall bleibt eine Fourier-Entwicklung nach Harmonischen der Umlaufsfrequenz sinnvoll, wobei jedoch die Amplituden einschließlich der "Gleichstromkomponente" eine niederfrequente Zeitabhängigkeit erhalten. Daher wird an vielen Stellen mit "zeitabhängigen Amplituden" gerechnet. Die obenstehende Entwicklung des Anodenstromes ist für diesen Fall ausführlich geschrieben

$$i_a(t) = \sum I_{an}(t) \cdot \cos(n\omega(t) \cdot t + \varphi_n(t)) \ .$$

Die Bezeichnungen für die Größen des Verstärkers sind weitgehend entsprechend den von ROTHE und KLEEN [13] benutzten Symbolen gewählt. Die Elektrodenströme und -Spannungen der Endröhre werden durch entsprechende Buchstaben gekennzeichnet,

z.B. U_{ao}, U_{a1}, U_{go}, U_{g1}, U_{sgo} für die nullte und erste Harmonische des Anoden- bzw. Gitterpotentials, bzw. die Schirmgitterspannung.

Vierpolgrößen sind entsprechend den von WUNSCH [14] benutzten Symbolen bezeichnet.

Im einzelnen wurden folgende Bezeichnungen und Symbole verwandt:

$A = \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}} = \frac{U_r^2}{U_{a1} \cdot I_{a1}}$ Übertragungsfunktion des Gesamtvierpols Abb. 1

B willkürlich gewählter Normierungsfaktor für Netzwerkfunktionen

$B_A = \frac{A}{F_A} = \frac{B_{12}^2}{B_{11}}$ Normierungsfaktor für A

$B_{11} = \frac{Z_{11}}{F_{11}} =$ - für Z_{11}

$B_{12} = \frac{Z_{12}}{F_{12}}$ - für Z_{12}

C_g Röhren- und Schaltkapazität parallel zum Gitter der Endröhre

C_{11} — parallel zur Anode der Endröhre (Abb. 1)

C_r Kapazität des LC-Ersatzkreises für den Beschleunigungsresonator. $\frac{1}{\omega_r C_r} = \frac{4}{\pi} Z_o$ beim $\frac{\lambda}{4}$ -Resonator

E Gesamtenergie eines beschleunigten Teilchens

$F(\omega)$ Frequenzcharakteristik einer Netzwerkfunktion

$F_A = \frac{F_{12}^2}{F_{11}} = \frac{A}{B_A}$ Frequenzcharakteristik von A

F_{11} —— von Z_{11}

F_{12} —— von Z_{12}

$f = 2\pi\omega = \frac{1}{T}$ Frequenz der Resonatorspannung

$f_{rep} = \frac{1}{T_{rep}}$ Wiederholfrequenz des HF-Programms

$h = \frac{\omega}{\omega_s}$ Zahl der Harmonischen, Verhältnis der Kreisfrequenz der Resonatorspannung zur Winkelgeschwindigkeit des Synchronteilchens

$h_1 = \frac{I_{a1}}{I_{ao}} = \frac{\psi 1}{\psi_o}$ Stromaussteuerung der Endröhre

$h_u = \frac{U_{a1}}{U_{ao}}$ Spannungsausnutzung der Endröhre

h_{uo} Spannungsausnutzung bei beginnender $i_a(t)$-Verformung (Abb. 4, 5, 8)

h_{u1} —— beginnender Verformung der $i_a(t)$-Spitze (Abb. 4, 5, 8)

h_{ue} Spannungsausnutzung bei maximaler Leistungsausnutzung $m_{ges} = m_{ges,e}$ (Abb. 8)

$i_a(t)$ Anodenstrom, Anodenstromimpuls (Abbb. 1 und 3)

I_{ao} Anodengleichstrom (nullte Fourierkomponente zu $i_a(t)$)

I_{a1} —— wechselstrom (Amplitude der ersten Harmonischen zu $i_a(t)$)

I_{amax} Spitzenwert von $i_a(t)$

$i_{sg}(t)$ Schirmgitterstrom der Endröhre

I_{sgo} nullte Fourierkomponente zu i_{sg}, Schirmgittergleichstrom

$i_g(t)$ Gitterstrom der Endröhre

I_{go} nullte Fourierkomponente zu i_g, Gittergleichstrom

$K_{11} = (\omega_2 - \omega_1)C_{11}$

$m = \frac{1}{2} h_1 h_u = \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{2U_{ao} \cdot I_{ao}}$ Ausnutzung der Anodenscheinleistung der Endröhre, Leistungsausnutzung

$m_o = \frac{1}{2} h_1 h_{uo}$ —— bei beginnender $i_a(t)$-Verformung

$$m_{ges} = \frac{1}{2} \frac{U_{a1} \cdot I_{a1}}{U_{ao} \cdot I_{ao} + U_{sgo} \cdot I_{sgo} + U_{go} \cdot I_{go}}$$ Ausnutzung der Gesamtleistung der Endröhre

$P = U_{ao} \cdot I_{ao}$ Leistungsaufnahme der Anode der Endröhre. An vielen Stellen steht $P \sim P_{ges}$ für die Gesamtleistung

$P_{ges} = U_{ao} \cdot I_{ao} + U_{sgo} \cdot I_{sgo} + U_{go} \cdot I_{go}$ gesamte Leistungsaufnahme der Endröhre

$$P_1 = U_r^2 \frac{(\Omega_c \cdot C_r \cdot \omega_r)}{2m_o (R_{iL} \to 0)} \approx U_r^2 \frac{(\omega_2 - \omega_1) C_r}{2m_o (R_{iL} \to 0)}$$

P_v Leistungsbedarf des Vorverstärkers

Q_a Anodenverlustleistung

Q_{sg} Schirmgitterverlustleistung

$R = \frac{U_r^2}{2P}$ "Äquivalentwiderstand" des Anpassungssystems, Quadrat der Beschleunigungsspannung (Effektivwert) bezogen auf die Leistungsaufnahme der Endröhre

$R_m(f)$ Maximum von R (Abb. 29) bei der Frequenz f

R_{iL} Leistungsinnenwiderstand der Endröhre [13]

S Steilheit der Endröhre

$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{1}{f}$ Periodendauer der Resonatorspannung

T_{rep} Dauer des Beschleunigungszyklus

$u_a(t)$, u_a Anodenpotential der Endröhre

U_{ao} Anodengleichspannung

U_{a1} Anodenwechselspannung (Amplitude der ersten Harmonischen von $u_a(t)$)

$u_g(t)$, u_g Gitterpotential

U_{go}, U_{g1} Gittervorspannung bzw. Gitterwechselspannung

$u_{geff} = u_g + \frac{1}{\mu} \cdot u_a \frac{1}{\mu_{sg}} u_{sg}$ effektives Gitterpotential

U_{sgo} — Schirmgittergleichspannung

$x = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_2 - \omega_r}$ — normierte Frequenzvariable, an manchen Stellen ist $x = \frac{\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}}{\frac{\omega_2}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_2}}$ gesetzt, bei geringer Bandbreite sind beide Definitionen äquivalent.

$\underline{Y}$ — komplexer Leitwert

$\underline{Y}_{11}$, $\underline{Y}_{12}$, $\underline{Y}_{21}$, $\underline{Y}_{22}$ — Elemente der Leitwertmatrix des Gesamtvierpols Abb. 1

$\underline{Z}$ — komplexer Widerstand eines Zweipols

$\underline{Z}_{11}$, $\underline{Z}_{22}$, $\underline{Z}_{12}$, $\underline{Z}_{21}$ — Elemente der Widerstandsmatrix des Gesamtvierpols Abb. 1

Z_o — Wellenwiderstand des Resonators

$\underline{Z}_2^{(\infty)} = -\underline{Z}_{22}$ — ausgangsseitige Leerlaufimpedanz des Gesamtvierpols (Abb. 1)

$\underline{Z}_2^{(o)} = -\underline{Y}_{22}$ — ausgangsseitige Kurzschlußimpedanz des Gesamtvierpols (Abb. 1)

$\Gamma = \sin \varphi_s$ — Phasenfaktor der Resonatorspannung beim Durchgang des Synchrotronteilchens durch den Spalt

γ, γ_1 — Exponentialfaktoren für das hypothetische HF-Programm B ($|\dot{}_\omega| \sim \exp \gamma_1 \omega \sim \exp \gamma x$)

$\psi_o = \frac{I_{ao}}{I_{amax}}$, $\psi_1 = \frac{I_{a1}}{I_{amax}}$ — normierte Amplituden der Harmonischen von $i_a(t)$

θ — Stromflußwinkel [13]

ω — Kreisfrequenz der Resonatorspannung

ω_H — Höckerfrequenzen der Übertragungsimpedanz Z_{12}

ω_{H1} — Höckerfrequenz nahe der unteren Bandgrenze

ω_{H2} — —— der oberen Bandgrenze

$\omega_m = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$	Mittenfrequenz des Arbeitsbandes
ω_P	Winkelgeschwindigkeit eines beschleunigten Teilchens
ω_r	Eigenfrequenz des Beschleunigungsresonators
ω_s	Winkelgeschwindigkeit des Synchronteilchens
ω_T	Talfrequenzen der Übertragungsimpedanz Z_{12} des Gesamtvierpols (Abb. 1)
$\omega_o = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \approx \omega_m$	geometrische Mittenfrequenz
ω_1	untere Bandgrenze
ω_2	obere Bandgrenze
$\Omega \approx 2 \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r}$	Frequenzvariable
$\Omega = -\frac{4}{\pi} \cot \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_r}$	für einen $\frac{\lambda}{4}$-Resonator
$\Omega = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}$	für einen LC-Resonator
$\Omega = \frac{2}{\pi} \tan \pi \frac{\omega}{\omega_r}$	für einen $\frac{\lambda}{2}$-Resonator
Ω_1, Ω_2	Bandgrenzen
$\Omega_1 = -\Omega_c$ $\Omega_2 = +\Omega_c$	Bandgrenzen bei symmetrischer Frequenzcharakteristik $A(\Omega) = A(-\Omega)$

Literaturverzeichnis

[1] F. FERGER, A. SUSINI
Wide band impedance matching by the root locus method ..
CERN-Report 60-41 (27. 9. 1960)

[2] E.M. ROWE et al.
Radio-frequency acceleration system for the MURA
50 MeV electron accelerator
Rev. Sci. Instr. 35 (1964) 1470 - 1477

[3] F.T. COLE et al.
Design of a 720 MeV proton FFAG accelerator
Nucl. Instr. Meth. 25 (1964) 189 - 196

[4] MIDWESTERN UNIVERSITIES RESEARCH ASSOCIATION
(editor): Proposal for a 10 BeV high intensity
accelerator
MURA-publication 30. 3. 1962

[5] A. SUSINI
Some wide band quater wavelength line coupling circuits
CERN-Report 64-48 (20. 11. 1964)

[6] A. FIEBIG
Rf broad-band amplifiers for driving reactive loads
CERN-Report 64-27 (4. 6. 1964)

[7] D. MÖHL
Aufbau und Breitbandkoppelung der Cees für ein
100 MeV FFAG-Elektronensynchrotron
Diplomarbeit FU Berlin 1963

[8] H.W. BODE
Network analysis and feedback amplifier design
D. van Nostrand, New York 1945

[9] J.J. SPILKER
Theoretical limitations on the gain-bandwith product
of three terminal networks
IRE Transact. CT 6 (1959) 224 - 228

[10] FANO, R.M.
Theoretical limitations on the broad band matching
of an arbitrary load
J. Frankl. Inst. 249 (1950) 57 - 83, 139 - 154

[11] H.J. CARLIN, R. La ROSA
A general theory of wide band matching with
dissipativ fourpoles
J. math. phys. 33 (1954) 331 - 354

[12] D.C. FIELDER
Broad band matching between load and source systems
IRE Transact. CT 8 (1961) 105 - 108

[13] H. ROTHE, W. KLEEN
Elektronenröhren als End- und Senderverstärker
Akad. Verlagsgesellschaft, Leipzig 1941

[14] G. WUNSCH
Theorie und Anwendung linearer Netzwerke
Portig und Geest, Leipzig 1961, Teil I 1961,
Teil II 1964

[15] J.N. BRONSTEIN, K.A. SEMENDJAJEW
Taschenbuch der Mathematik
Teubner Verlag, Leipzig 1962

[16] W. RUDLOFF
Untersuchungen zur Hochfrequenzbeschleunigung bei einem FFAG-Elektronensynchrotron (Endenergie um 150 MeV)
Dissertation FU Berlin 1966

[17] K.R. SYMON, A.M. SESSLER
Methods of radio frequency acceleration in fixed field accelerators with applications to high current and intersecting beam accelerators.
CERN Symposium on High Energy Accelerators and Pion Physics, Proceedings, Vol. I, Genf (1956) 44 - 58

[18] G. WUNSCH
Moderne Systemtheorie
Portig und Gesst, Leipzig 1962

[19] VALVO G.m.b.H.
(editor): Impulsbetrieb von Senderöhren
Valvo Technische Informationen, Heft 50 s , 21. 12. 1956

[20] N. VOGT-NILSEN
Theory of r.f. acceleration in fixed field circular accelerators ...
CERN-Report, CERN-PS/NVN 7, 1958

[21] W. HEINZ
Theoretische und experimentelle Untersuchungen für einen fixed-field alternating-gradient Elektronenbeschleuniger vom Radialsektortyp (Endenergie um 150 MeV)
Habilitationsschrift, FU Berlin 1965

[22] B. BAULE
Die Mathematik des Naturforscher und Ingenieurs
Band V Variationsrechnung
S. Hirzel, Leipzig 1959

[23] R. FELDTKELLER
Einführung in die Theorie der Hochfrequenz-Bandfilter
S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1961

[24] R. FELDTKELLER
Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik
S. Hirzel, Stuttgart 1963

[25] E. TERMAN
Radio Engineers' Handbook
McGraw-Hill, New York 1943

[26] H. MEGLA
Dezimeterwellentechnik
Berliner Union, Stuttgart 1961

[27] G.L. RAGAN
Microwave transmission circuits
(Radiation Laboratory Serie, Band 9)
McGraw-Hill, New York 1948

[28] A.F. HARVEY
Microwave Engineering
Abschnitt 33: Filter circuits
Academic Press, New York 1963

[29] F.W. GUNDLACH, MEINKE, H.H.
Taschenbuch der Hochfrequenztechnik
Springer Verlag Berlin 1953

Die vorliegende Arbeit wurde im I. Physikalischen Institut der Freien Universität Berlin unter Leitung des Institutsdirektors, Professor Dr. H. Lassen durchgeführt.

Mein herzlicher Dank gilt Herrn Professor Lassen, der die Durchführung dieser Arbeit im I. Physikalischen Institut der Freien Universität ermöglicht und mit stets förderndem Interesse begleitet hat. Herrn Privatdozent Dr. W. Heinz und Herrn Diplom-Physiker Dr. W. Rudloff danke ich für nützliche Hinweise und klärende Diskussionen.

Ebenso möchte ich allen herzlich danken, die bei der Reinschrift des Manuskripts geholfen haben.

Lebenslauf

Am 14. Dezember 1936 wurde ich in Münster in Westfalen geboren. Die Grundschule und den neusprachlichen Zweig des Gymnasiums besuchte ich in Attendorn (Sauerland) und in Recklinghausen. Das Abitur legte ich 1957 ab.

Von 1957 bis 1960 studierte ich Physik an der Technischen Hochschule Braunschweig. Dort besuchte ich unter anderem Vorlesungen und Übungen bei den Professoren Cario, Kohler, Günther, Lautz und Justi in Physik, bei den Professoren Hahn, Iglisch, Ludwig und Rehbock in Mathematik und bei Professor Hartmann und Professor Spandau in Chemie. Die Diplom-Physiker-Vorprüfung bestand ich im Oktober 1959.

Im Sommersemester 1960 studierte ich an der Technischen Universität Berlin und seit dem Wintersemester 1961 an der Freien Universität Berlin. Die Diplomprüfung legte ich im Dezember 1963 ab. Die Diplomarbeit über "Aufbau und Breitbandankoppelung der Cees für ein 100 MeV FFAG-Elektronensynchrotron" konnte ich unter Leitung von Herrn Professor Lassen im I. Physikalischen Institut durchführen.

Seit dem 15. Januar 1964 bin ich wissenschaftlicher Assistent am I. Physikalischen Institut der Freien Universität (bis 15. 1. 1966 m.d.W.b.).

In Berlin hörte ich Vorlesungen bei den Professoren und Dozenten Grawert, Grotemeyer, Honerjäger, Kanthak, Lassen Lindenberger, Ludwig, Pachale, Rothleitner, Theis, Päsler und Schulze.